

**Digitaler Echtzeitwandler für
Raumzeigerkomponenten zur Analyse
von Drehstromgrößen vorzugsweise der
Spannungsgegenkomponente**

Dietmar Retzmann

Erlangen ~~1984~~

1983

1984 № 234

**Digitaler Echtzeitwandler für Raumzeigerkomponenten
zur Analyse von Drehstromgrößen
vorzugsweise der Spannungsgegenkomponente**

**Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg**

zur Erlangung des Grades

DOKTOR - INGENIEUR

vorgelegt von

Dietmar Retzmann

Erlangen 1984

Als Dissertation genehmigt von der
Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 2. November 1982

Tag der Promotion: 28. Juli 1983

Dekan: Prof. Dr. rer. nat. U. Zwicker

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. G. Hosemann

Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg. Diese Zeit war für mich Beruf und Ausbildung zugleich und daher besonders wertvoll.

Meinem verehrten Lehrer, Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Hosemann, danke ich herzlich für die Anregung zu dieser Arbeit, für sein stetes Interesse und die beständige Unterstützung.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff bin ich für die Übernahme des Korreferates sehr zu Dank verpflichtet.

Herrn Dr.-Ing. M. Erche, Siemens AG Erlangen, danke ich für das meiner Forschungsarbeit aus der Praxis entgegengebrachte Interesse. Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. R. Gretsche und Herrn Dr.-Ing. K. Fr. Eichhorn, Universität Erlangen-Nürnberg, sowie meinen anderen Freunden und Kollegen danke ich für anregende Diskussionen und für das angenehme Klima, in dem ich arbeiten konnte.

Mein Dank gilt auch der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die gewährte finanzielle Förderung sowie den beteiligten Diplomanden und wissenschaftlichen Hilfskräften für ihr Engagement beim Aufbau der Geräte.

Die sorgfältige Ausführung der Bilder und Tabellen verdanke ich Frau M. Beyer, bei der Reinschrift des Manuskripts unterstützte mich Frau A. Sasek. Für viele praktische Hilfen danke ich Herrn J. Wolfrum, Herrn D. Leuschner und Herrn F. Reichel.

Inhaltsverzeichnis

	Seite
0. Formelzeichen und Indizes	IV
1. Überblick	1
2. Messung der Unsymmetrie	3
2.1 Anforderungen an die Empfindlichkeit	3
2.2 Stand der Forschung	4
3. Transformation der Meßgrößen	6
3.1 Voraussetzungen	6
3.2 Drehfeld-Modalkomponenten	6
3.3 Hochempfindliche Komponenten-Messung	10
3.3.1 Originalgrößen im Zeit- und Frequenzbereich	10
3.3.2 Verfahrensmöglichkeiten und ihre Eigenschaften	13
3.3.2.1 Raumzeigerverfahren	14
3.3.2.2 Verfahren mit Komponentenfiltern	25
3.3.2.3 Transformation analytischer Signale	40
3.3.2.4 Verfahren mit Zeigeraddition	44
3.4 Verbesserung der Empfindlichkeit durch Kompensation	45
3.5 Zusammenfassung und Bewertung der Verfahren	47
4. Drehfeld-Ankopplung der Schwingungsgeber	49
4.1 Schaltung mit festen Kreisfrequenzen	50
4.2 Anpassung durch Dreiphasen-Frequenzmessung	51
4.2.1 Meßkreis mit Komponentenfilter	52
4.2.2 Meßkreis mit Raumzeigerkomponenten	55
4.3 Zusammenfassende Bemerkungen	58

	Seite
5. Hochempfindliches Raumzeiger-Meßgerät	60
5.1 Signalverarbeitung	60
5.1.1 Grenzen der Analogtechnik	62
5.1.2 Anwendung des Kompensationsprinzips	64
5.1.3 Technologien für den Digitalteil	66
5.2 Ausführung des Meßgeräts	68
5.2.1 Der Übersichtsschaltplan	68
5.2.2 Erweiterung der Frequenzmessung	73
5.3 Technische Dokumentation	73
5.4 Beispiele zur Analyse von Drehstromgrößen	74
5.4.1 Gegen Spannungsmessung	74
5.4.1.1 Auswertung mit dem Mittelwert- bildner	75
5.4.1.2 Anwendung der Echtzeitschnitt- stelle	76
5.4.2 Harmonische Analyse	79
5.4.3 Raumzeiger für Stromrichterschaltungen	82
5.4.4 Einfluß von Störgrößen auf die Frequenz- messung	86
5.4.4.1 Die Frequenzregelung am station- nären Netz	88
5.4.4.2 Vergleich der Rauschempfind- lichkeit	92
5.4.4.3 Beeinflussung der Frequenzmes- sung durch Spannungssprünge	94
5.4.4.4 Einschwingvorgang beim Phasen- sprung	96
5.4.4.5 Bewertung der Verfahren zur Drehfeld-Ankopplung	98
5.4.5 Ausführung von Frequenzmessungen	100
6. Eichung des Raumzeiger-Meßgeräts	101
7. Ausblick	104
8. Zusammenfassung	108

	Seite
9. Literatur	109
 Anhang	 115
A1 Schaltplanverzeichnis	115
A2 Frontansicht des Raumzeiger-Meßgeräts	120

0. Formelzeichen und Indizes

$k_{u,i}$ Betragsquotienten Gegenkomponente/Mitkomponente
 (Unsymmetriegrad)

g zeitabhängige elektrische Größe

$\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ Konstante

Komplexe Größen sind nach DIN 5483 unterstrichen

Arithmetische Mittelwerte sind nach DIN 40 110 überstrichen

hpn	Symmetrische Komponenten	} in leistungs- invarianter Form nach DIN 13 321
hsz	Raumzeigerkomponenten	

N Nennwert

v Ordnungszahl einer Teilschwingung

ξ Parameter zur Frequenztransformation

Das Spektrum umfaßt mit seinen Teilschwingungen v nach DIN 1311 Blatt 1 neben der Grundfrequenz $v = 1$ und deren ganzzahligen Harmonischen auch die bruchzahligen Subharmonischen und Super-Subharmonischen

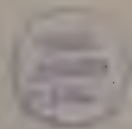
1. Überblick

Die Qualität der Versorgungsspannung von Drehstromnetzen wird durch **Netzrückwirkungen** beeinträchtigt. Hierzu gehören u.a. verbraucher verursachte, stochastische **Spannungsschwankungen**, die das Drehfeld modulieren, bei Grundfrequenz treten **Unsymmetrien** auf und im höheren Frequenzbereich rufen **Oberschwingungen**, die in Netzen bis zu einigen kHz reichen, Abweichungen von der Kurvenform der Sinusspannung hervor /10, 42/. Das internationale und nationale Vorschriftenwerk gibt dazu **Störfestigkeitspegel** an, für die die elektrischen Betriebsmittel ausgelegt sein müssen und deren Einhaltung sich durch Messung überwachen läßt.

Unsymmetrische Spannungen sind nur mit sehr empfindlichen Meßeinrichtungen ausreichend genau zu ermitteln, da sie oftmals weniger als 1 % der symmetrischen Drehspannung ausmachen und trotzdem beachtet werden müssen. Solch kleine Unsymmetrien zu messen ist schwierig, da hierzu drei Größen gleichzeitig und genau benötigt werden, was bei der Messung von Spannungsschwankungen und Oberschwingungen entbehrlich ist. Die Messung muß selektiv für die Grundschiwingung sein, damit Modulationen und Oberschwingungen das Meßergebnis nicht beeinträchtigen.

Es zeigt sich, daß die bekannten frequenzabhängigen Schaltungen der Analogtechnik den Anforderungen zur hochempfindlichen Gegenspannungsmessung nicht mehr genügen. Daher wird ein für digitale Signalverarbeitung besonders geeignetes Meßverfahren mit **Raumzeigerkomponenten** erarbeitet, das mit einfachen Algorithmen auskommt und Differenzen großer Zahlen durch **Drehfeld-Kompensation** ohne Frequenzabhängigkeiten bewältigt.

Das Meßverfahren wird am Beispiel eines **Echtzeitwandlers** für



Raumzeiger gerätetechnisch realisiert. Die **Abtastung** erfolgt **netzsynchron** mit kleiner Schrittweite, die ein **Dreiphasen-Frequenzmesser** aus dem Spannungsdrehfeld ableitet. Dem Echtzeitwandler nachgeschaltet ist ein **Mittelwertbildner**, mit dem sich die Raumzeigergrößen glätten lassen. Alle wesentlichen Funktionen sind digitalisiert und deshalb abgleich- und driftfrei, die verbleibenden Analog-Baugruppen beschränken sich auf ein von der derzeitigen Analog/Digital-Wandlertechnologie bedingtes Mindestmaß.

Das Meßgerät wird in Labor- und ersten Netzmessungen praktisch erprobt; Beispiele für die künftige Anwendung werden gegeben.

2. Messung der Unsymmetrie

2.1 Anforderungen an die Empfindlichkeit

Da die Nullkomponente Drehstrom-Betriebsmittel mit isoliertem Sternpunkt nicht beeinträchtigt, genügt es, die Gegenkomponente zu messen. Diese bezieht man zweckmäßig auf die Mitkomponente und definiert so den Unsymmetriegrad

$$k_{u,i} = \frac{|Gegenkomponente|}{|Mitkomponente|}$$

der Spannung oder des Stromes /44/.

Durch die zunehmende Ausnutzung der elektrischen Betriebsmittel sind die Anforderungen an die Symmetrie der Versorgungsspannung gestiegen. So wurde in VDE 0530 der im Hinblick auf die Erwärmung von Mehrphasenmotoren als unschädlich angesehene Spannungsunsymmetriegrad k_u von ursprünglich

5 % /41/ auf

1 % /42.1, 42.2/

verringert. Die VDEW empfehlen, als Emissionspegel für die Beeinträchtigung der elektrischen Betriebsmittel anderer Kunden am Verbraucheranschlußpunkt einen Spannungsunsymmetriegrad von

0,5 % über 5 min und

1,5 % kurzzeitig

nicht zu überschreiten /44/.

Zur genauen Überwachung solcher Werte wird eine Empfindlichkeit von

$$1/\Delta k_u \geq 100/\% = 10^4$$

durch Auswahl geeigneter Meßverfahren angestrebt.

Bei rotierenden Maschinen interessiert auch die Größe des aufgenommenen Gegenstromes. Die Anforderungen an die Meßempfindlichkeit sind dabei geringer, da die Stromunsymmetrie im allgemeinen sehr viel größer ist als die sie verursachende Spannungsunsymmetrie.

2.2 Stand der Forschung

Einrichtungen zur Messung der Gegenkomponente mit mäßiger Empfindlichkeit und Genauigkeit gibt es seit langem für den Generatorschutz. Diese arbeiten ebenso wie die bekannte Komponentenbrücke /36/ mit phasenschwenkenden Schaltungen /13/. Messungen mit Komponentenbrücken sind beispielsweise in /21, 25, 26/ ausgeführt. Für den Einsatz im Netz ist ein englisches Meßgerät bekannt /46/, das mit reihengeschalteten Komponentenbrücken arbeitet und Oberschwingungen mit einem Analog-Tiefpaß bedämpft. Nachteilig ist die unbefriedigende Selektivität, da Subharmonische und Super-Subharmonische das Meßergebnis beeinflussen können, und die nicht genügende Empfindlichkeit.

Eine zweite Methode zur Bestimmung der Gegenkomponente ist ebenfalls in /36/ angegeben: Sind die Grundswingungsamplituden der verketteten Drehspannungen bekannt, so läßt sich daraus das Dreieck der Zeiger zusammensetzen, dessen Analyse die Gegenkomponente ergibt. Treten jedoch Harmo-

nische auf, so ist zur Bestimmung der Grundswingungsamplituden eine spektrale Trennung erforderlich. Die z.B. in /11, 12/ aufgezeigten Methoden zur raschen Amplitudenmessung reichen für den vorliegenden Zweck nicht aus. Digitale Verfahren zur Amplitudenmessung, z.B. nach /32/, sind nur bei hohem Aufwand genau genug.

Technisch interessant, aber für die Meßpraxis zu aufwendig, ist eine Meßmethode nach /38/: Eine Drehfeldmaschine, deren Ständerseite mit der zu analysierenden Netzspannung beaufschlagt ist, wird von einem Hilfsmotor netzsynchron angetrieben. Die Gegenkomponente induziert nun im Läufer eine Spannung mit zweifacher Netzfrequenz, die sich über einen geeignet aufgebauten Kommutator als Gleichspannung abgreifen läßt.

In /28/ wird ein in Analogtechnik ausgeführtes Verfahren beschrieben, das zur Trennung der Mit- und Gegenkomponente 90° -phasenschwenkende Schaltungen benutzt. Diese sind unvermeidlich frequenzempfindlich und deshalb ungenau.

Auch die auf dem 3. internationalen Symposium "Sources and Effects of Power System Disturbances" 1982 /45/ vorgestellten Gegenspannungsmessungen wurden entweder mit analogen Phasenschwenkern /45.1/ oder durch Dreieckanalyse mit Mikrorechner aus den analog gewonnenen Gleichrichtwerten der Drehfeld-Spannungen /45.2/ beide Male frequenzabhängig durchgeführt.

3. Transformation der Meßgrößen

3.1 Voraussetzungen

Die Meßgrößen g_{RST} der Spannung oder des Stromes sind reelle, zeitkontinuierliche Augenblicksgrößen. Aus ihnen lassen sich komplexe Sinusgrößen nach DIN 5475 Blatt 1 gewinnen. Diese reellen oder komplexen Originalgrößen müssen so transformiert werden, daß die Gegenkomponente unabhängig von allen Harmonischen ermittelt werden kann. Dazu sind im Grundsatz sowohl die symmetrischen Komponenten als auch die Raumzeigerkomponenten geeignet. Nach Edelmann /6/ werden im folgenden einheitlich nur leistungsinvariante Transformationen verwendet. Außerdem ist stets angenommen, daß die homopolare Komponente

$$g_h = (g_R + g_S + g_T)/\sqrt{3}, \quad (1)$$

die bei allen Transformationen gleich ist, durch eine geeignete Meßschaltung ausgeschlossen wird. Die beiden restlichen Modalkomponenten werden Drehfeldkomponenten genannt, da sie das Drehfeld eindeutig beschreiben.

3.2 Drehfeld-Modalkomponenten

Die Beziehungen innerhalb der Gruppe der Drehfeld-Modalkomponenten sind in Tabelle 1 und 2 zusammengestellt. Dabei sind die Überführungsgleichungen in additive Verknüpfungen mit konstanten Koeffizienten der Gl. (2, 3) und in drehende Verknüpfungen mit zeitabhängigen Koeffizienten der Gl. (4, 5) eingeteilt.

Achsen	gesuchte Größen = Transformations- matrix	gegebene Größen	Gl.
raumfest	symmetrische Komponenten	Orthogonal- komponenten	
	$\begin{bmatrix} \underline{g}_p \\ \underline{g}_n \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot$	$\begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix}$	(2)
rotierend	Raumzeiger- komponenten	Zweiachsen- komponenten	
	$\begin{bmatrix} \underline{g}_s \\ \underline{g}_z \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot$	$\begin{bmatrix} g_d \\ g_q \end{bmatrix}$	(3)

Tabelle 1 Additive Verknüpfungen der Drehfeldkomponenten bei leistungsinvarianter Transformation nach DIN 13321.

gesuchte Größen	= Transformations- matrix	gegebene Größen	Gl.
$\begin{bmatrix} g_d \\ g_q \end{bmatrix}$	$= \begin{bmatrix} \cos \xi & \sin \xi \\ -\sin \xi & \cos \xi \end{bmatrix}$	$\cdot \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix}$	(4)
$\begin{bmatrix} \underline{g}_s \\ \underline{g}_z \end{bmatrix}$	$= \begin{bmatrix} e^{-j\xi} & 0 \\ 0 & e^{j\xi} \end{bmatrix}$	$\cdot \begin{bmatrix} \underline{g}_p \\ \underline{g}_n \end{bmatrix}$	(5)

Tabelle 2 Drehende Verknüpfungen der Drehfeldkomponenten bei leistungsinvarianter Transformation nach DIN 13321.
 $\xi(t)$ ist eine beliebige Funktion

Beim Übergang von raumfesten zu rotierenden Achsen wird mit den drehenden Verknüpfungen der Tabelle 2 eine Frequenztransformation vollzogen, indem man die beliebige Funktion $\xi(t)$ der zu lösenden Aufgabe geeignet anpaßt /16, 20, 33, 40/.

Die raumfesten Drehfeld-Modalkomponenten lassen sich mit den elementaren Verknüpfungen der Tabelle 3 aus den Komponenten RST des Originalraums gewinnen:

raumfeste Drehfeldkomponenten	= Transformationsmatrix	· Original- größen	Gl.
$\begin{bmatrix} g_a \\ g_\beta \end{bmatrix}$	$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$	$\cdot \begin{bmatrix} g_R \\ g_S \\ g_T \end{bmatrix}$	(6)
$\begin{bmatrix} \underline{g}_p \\ \underline{g}_n \end{bmatrix}$	$= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \end{bmatrix}$	$\cdot \begin{bmatrix} g_R \\ g_S \\ g_T \end{bmatrix}$	(7)

Tabelle 3 Elementare Verknüpfungen für die Bestimmung der raumfesten Drehfeldkomponenten aus den Originalgrößen R, S, T bei leistungsinvarianter Transformation nach DIN 13321

Liegen die Originalgrößen verkettet vor, so erhält man durch Umformung einfachere Verknüpfungen mit weniger Koeffizienten beispielsweise nach Tabelle 4:

raumfeste Drehfeldkomponenten	=	Transformationsmatrix	•	Original- größen	Gl.
$\begin{bmatrix} g_{\alpha} \\ g_{\beta} \end{bmatrix}$	=	$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix}$	}	$\begin{bmatrix} g_{RS} \\ g_{ST} \\ g_{TR} \end{bmatrix}$	(8)
$\begin{bmatrix} \underline{g}_p \\ \underline{g}_n \end{bmatrix}$	=	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -e^{-j60^\circ} & -1 \\ 1 & e^{-j60^\circ} & 0 \end{bmatrix}$			(9)

Tabelle 4 Beispiele für die Bestimmung der raumfesten Drehfeldkomponenten aus verketteten Größen des Originalraums

Bei reellen Originalgrößen sind auch die Orthogonalkomponenten $\alpha\beta$ und die Zweiachsenkomponenten dq reell und bestimmen dann den Real- und den Imaginärteil der symmetrischen und der Raumzeigerkomponenten nach Tabelle 1, wobei gilt:

$$\underline{g}_p = \underline{g}_n^*$$

$$\underline{g}_s = \underline{g}_z^* .$$

Es genügt in diesem Fall, jeweils nur eine der komplexen Drehfeldkomponenten zu berechnen /16/.

Sind die Originalgrößen komplex, aber betragsgleich und um 120° gegeneinander versetzt, so verschwinden alle Komponenten der Tripel hsz und hpn bis auf eine /40, Tabelle 3/.

3.3 Hochempfindliche Komponenten-Messung

In diesem Abschnitt wird am Beispiel von 4 Verfahren aufgezeigt, wie ein im Originalraum RST vorgegebenes Spektrum durch die komplexe Modaltransformation umgeformt wird.

3.3.1 Originalgrößen im Zeit- und Frequenzbereich

Reelle zeitkontinuierliche Augenblicksgrößen des Originalraums lassen sich übersichtlich nach DIN 1311 Blatt 1 durch komplexe Fourier'sche Reihen aufbauen, wenn sie in einem begrenzten Zeitintervall definiert sind und darüberhinaus nach dem Abtasttheorem für Spektren /14/ periodisch fortgesetzt werden:

$$g = \frac{1}{2} \sum_{v=0}^{\infty} (\underline{\hat{g}}_v e^{jv\omega t} + \underline{\hat{g}}_v^* e^{-jv\omega t}), \quad \underline{\hat{g}}_v = \underline{\hat{g}}_v e^{j\varphi v}. \quad (10a)$$

Die Amplituden des positiv- und des negativ-frequenten Seitenbandes müssen zueinander konjugiert komplex sein, damit $g(t)$ reell ist. Die Teilschwingungen gewinnt man mit:

$$\underline{\hat{g}}_v = \frac{2}{mT} \int_0^{mT} g e^{-jv\omega t} dt \quad \text{für } v = \frac{1}{m}, \frac{2}{m}, \frac{3}{m}, \dots; \quad \omega = \frac{2\pi}{T}$$

$m > 0, \text{ ganzzahlig} \quad (10b)$

$$\underline{\hat{g}}_0 = \overline{g}.$$

$\underline{\hat{g}}_0$ ist wegen (10b) reell und wird in die Reihe (10a) mit einbezogen. T ist die Periode der Grundfrequenz z.B. 20 ms; das Integrationsintervall mT , in dem die Funktion $g(t)$ definiert ist, ist also ein ganzzahliges Vielfaches der Grund-

periode. Mit diesem Ansatz umfaßt die Fourier-Reihe (10a) das vollständige Spektrum. Die Grundfrequenz $\nu = 1$ ist dabei die Bezugsfrequenz für die Reihenentwicklung mit ganzzahligen und bruchzahligen Harmonischen, der Frequenzabstand der Spektrallinien beträgt $1/(mT)$.

Komplexe Sinusgrößen sind nach DIN 5475 Blatt 1 Zeiger, die zeitveränderlich oder konstant sein können. Hierzu zählt der komplexe Augenblickswert $\underline{g}(t)$ und die komplexe Amplitude $\hat{\underline{g}}_\nu$. Der komplexe Augenblickswert läßt sich, wenn er außerhalb des Definitionsintervalls $0 \leq t \leq mT$ periodisch fortgesetzt wird, durch eine komplexe Reihe mit nur einem Seitenband aus gleichsinnig rotierenden Zeigern, vorzugsweise mathematisch positiv drehend, aufbauen /8/

$$\underline{g} = \sum_{\nu=0}^{\infty} \hat{\underline{g}}_\nu e^{j\nu\omega t} \quad (11a)$$

mit den Teilschwingungen

$$\hat{\underline{g}}_\nu = \frac{1}{mT} \int_0^{mT} \underline{g} e^{-j\nu\omega t} dt \quad \text{für } \nu = 0, \frac{1}{m}, \frac{2}{m}, \dots; \omega = \frac{2\pi}{T} \\ m > 0, \text{ ganzzahlig} \quad (11b)$$

In beiden Fällen Gl. (10) und (11) gewinnt man die Teilschwingungen ν der Augenblicksgrößen durch Frequenztransformation /40/: Das Spektrum wird durch Rückdrehen aller Zeiger mit einem Einheitsdrehzeiger $e^{-j\nu\omega t}$ auf der Frequenzachse so verschoben, daß nur die gesuchte komplexe Amplitude als Glied stehen bleibt und durch Integration von den übrigen Schwingungen zu befreien ist.

Die Teilschwingungen können anstelle durch Frequenztransformation und Integration auch mit einem Bandfilter gewonnen werden; dabei ist dem Filter noch eine geeignete Amplituden-Meßeinrichtung nachzuschalten, die Phaseninformation φ_v geht allerdings verloren.

Die spektrale Trennung ist sowohl im Originalraum als auch im Bildraum der Komponenten ausführbar.

3.3.2 Verfahrensmöglichkeiten und ihre Eigenschaften

Mit den Überlegungen des Abschnitts 3.3.1 lassen sich die Verfahren übersichtlich nach den Merkmalen der Tabelle 5 in 4 Gruppen einteilen. Sie werden im folgenden im Hinblick auf Selektivität, Empfindlichkeit und den zu erwartenden Geräteaufwand untersucht.

Zur Modaltransformation werden verwendet			
reelle Augenblicksgrößen		komplexe Sinusgrößen	
Spektrale Trennung durch			
Frequenz- transformation	Frequenztransformation oder Bandfilterung		
im Bildraum		im Originalraum	
Verfahren mit			
Raumzeigern	Komponenten- filtern	Analytischen Signalen	Zeiger- addition

Tabelle 5 Einteilung der Verfahren

3.3.2.1 Raumzeigerverfahren

Wendet man die komplexe Fourier'sche Reihenentwicklung des Abschnitts 3.3.1 auf die dreiphasigen Meßgrößen $\underline{g}_{\text{RST}}(t)$ des Originalraums an, so folgt aus Gl. (7) die Beziehung für die p-Komponente:

$$2\sqrt{3}\underline{g}_p = \sum_{v=0}^{\infty} (\hat{\underline{g}}_{\text{R}v} e^{jv\omega t} + \hat{\underline{g}}_{\text{R}v}^* e^{-jv\omega t} + \underline{a} \hat{\underline{g}}_{\text{S}v} e^{jv\omega t} + \underline{a} \hat{\underline{g}}_{\text{S}v}^* e^{-jv\omega t} + \underline{a}^2 \hat{\underline{g}}_{\text{T}v} e^{jv\omega t} + \underline{a}^2 \hat{\underline{g}}_{\text{T}v}^* e^{-jv\omega t}) .$$

Faßt man die Summanden mit gleichen Exponentialfunktionen zusammen, so ist

$$2\sqrt{3}\underline{g}_p = \sum_{v=0}^{\infty} \underbrace{(\hat{\underline{g}}_{\text{R}v} + \underline{a} \hat{\underline{g}}_{\text{S}v} + \underline{a}^2 \hat{\underline{g}}_{\text{T}v})}_{\sqrt{3}\hat{\underline{g}}_{\text{p}v}} e^{jv\omega t} + \sum_{v=0}^{\infty} \underbrace{(\hat{\underline{g}}_{\text{R}v} + \underline{a}^2 \hat{\underline{g}}_{\text{S}v} + \underline{a} \hat{\underline{g}}_{\text{T}v})^*}_{\sqrt{3}\hat{\underline{g}}_{\text{n}v}^*} e^{-jv\omega t} . \quad (12a)$$

Die eingeklammerten Ausdrücke sind die aus den **Zeigern** der v-ten Teilschwingung des Originalraums gebildete **Mit-** und **Gegenkomponente**. Gibt man nämlich für ein symmetrisches Tripel $\hat{\underline{g}}_{(\text{RST})v}$ die mitlaufende Phasenfolge RST vor, so verschwindet das v-te Glied des zweiten Summanden, bei gegenlaufendem Drehsinn hingegen das v-te Glied des ersten Summanden. So gewinnt man die **Komponenten-Spektren** /33, 58/:

$$\underline{g}_p = \frac{1}{2} \sum_{v=0}^{\infty} (\hat{\underline{g}}_{pv} e^{jv\omega t} + \hat{\underline{g}}_{nv}^* e^{-jv\omega t}) , \quad (12b)$$

$$\underline{g}_n = \frac{1}{2} \sum_{v=0}^{\infty} (\hat{\underline{g}}_{nv} e^{jv\omega t} + \hat{\underline{g}}_{pv}^* e^{-jv\omega t}) , \quad (12c)$$

$$\underline{g}_h = \frac{1}{2} \sum_{v=0}^{\infty} (\hat{\underline{g}}_{hv} e^{jv\omega t} + \hat{\underline{g}}_{hv}^* e^{-jv\omega t}) . \quad (12d)$$

Die für **reelle Originalgrößen** nach Abschnitt 3.2 notwendige Bedingung $\underline{g}_p = \underline{g}_n^*$ wird durch Gl. (12b, c) offensichtlich erfüllt; $\underline{g}_h$ ist hierbei nach (12d) immer reell. Für die Teilschwingungen ist jedoch im allgemeinen $\hat{\underline{g}}_{pv} \neq \hat{\underline{g}}_{nv}^*$, weil die Größen $\hat{\underline{g}}_{(RST)v}$ nach Gl. (10b) **komplex** sind. Diesen Zusammenhang verdeutlicht Bild 1 am Beispiel eines bandbegrenzten Signals im Original- und Bildraum.

Aus den **Fundamentalgleichungen (12b, c, d)** erkennt man, daß für die Grundfrequenz $v = 1$ und alle Harmonischen $v \neq 1$ die selben Formeln gelten. Es muß daher mit dem Raumzeiger-Meßgerät möglich sein, für beide Drehfeldkomponenten p und n jeweils das vollständige Spektrum nach Betrag und Phase zu bestimmen. Mit den Gedanken des vorigen Abschnitts 3.3.1 lassen sich im Grundsatz auch die Komponenten der Subharmonischen und der Super-Subharmonischen erfassen, die etwa bei schwankender Netzbelastung entstehen. Für die homopolare Komponente h ist eine separate, vereinfachte Eingangsschaltung nach Gl. (1) erforderlich.

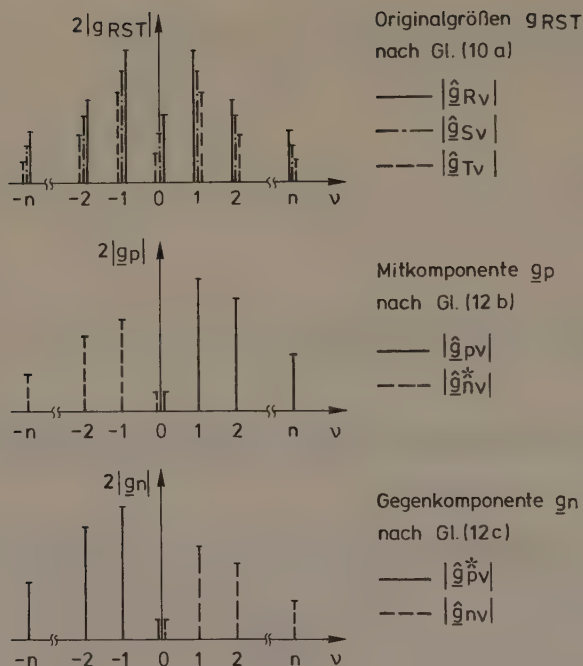


Bild 1 Beispiel für ein Amplitudenspektrum der symmetrischen Komponenten bei reellen, bandbegrenzten Originalgrößen

Die Zusammensetzung der Teilschwingungen $\hat{\underline{g}}_{pv}$ und $\hat{\underline{g}}_{nv}^*$ für die Mitkomponente $\underline{g}_p$ aus den Zeigern der reellen Originalgrößen ist in Bild 2 dargestellt. In dem Beispiel wurde der Unsymmetriegrad zu 50 % gewählt. Die Ortskurve des zugehörigen Zeigers $\underline{g}_p$ ist im Bild 3 aufgetragen. Solche, bei Vorhandensein nur einer Frequenz elliptisch rotierende Größen werden in der Literatur auch als Raumvektoren oder symmetrische Kom-

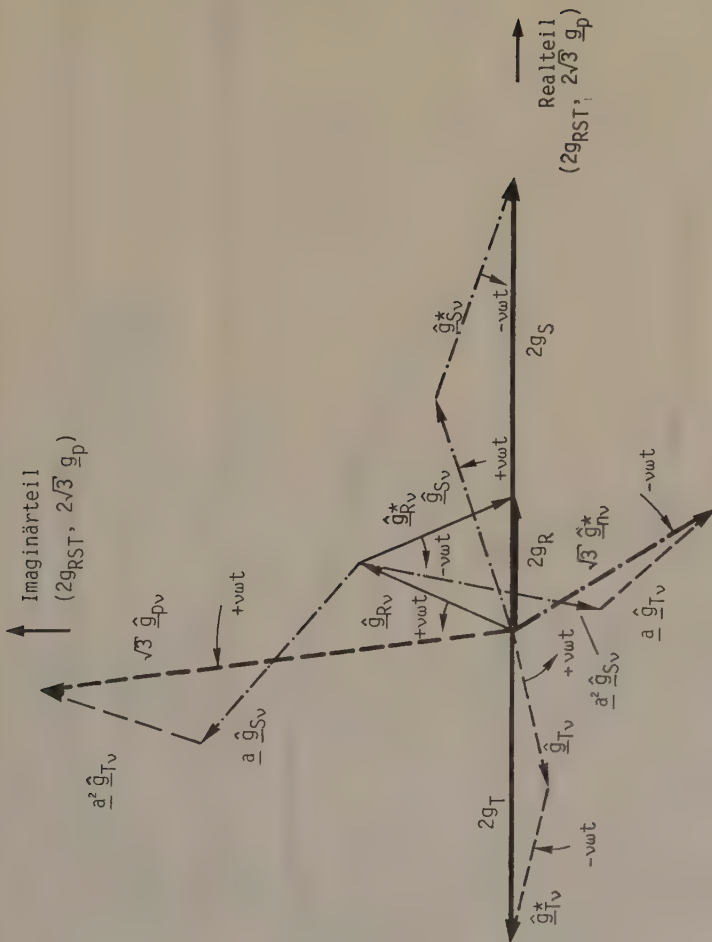


Bild 2 Aufbau der reellen Originalgrößen aus ihren Zeigern nach Gl. (10a) und Konstruktion der Teilschwingungen für die Mitkomponente g_p nach Gl. (12a,b).
Kreisfrequenz: $v\omega$; Zeitpunkt: $t = 0$

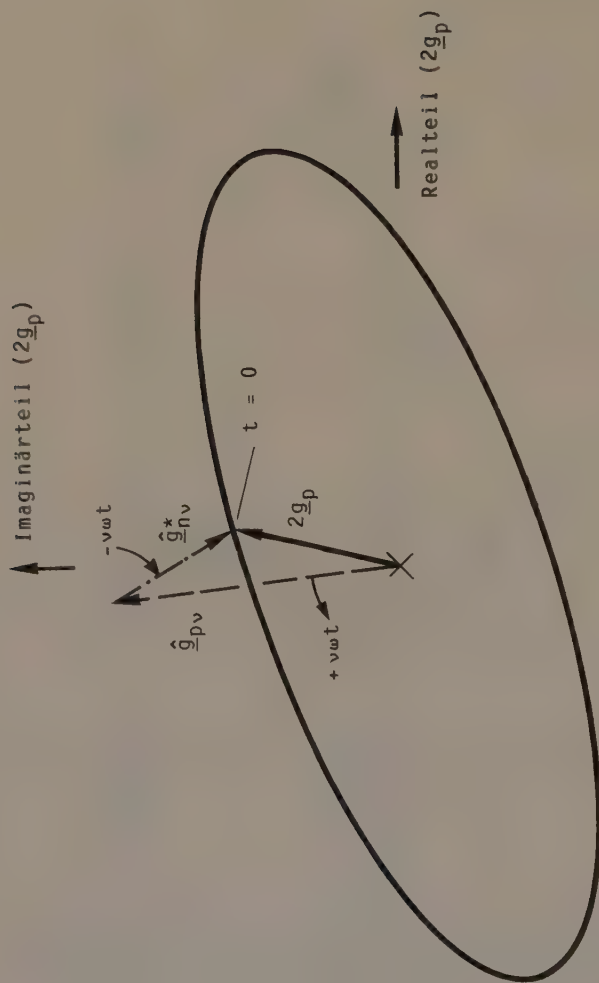


Bild 3 Ortskurve der Mitkomponente $\underline{g}_p$ nach Gl. (12b) für die Originalgrößen aus Bild 2. Kreisfrequenz: $v\omega$.

$$\left. \begin{array}{l} \text{Kleiner} \\ \text{Großer} \end{array} \right\} \text{Halbmesser der Ellipse} \left\{ \begin{array}{l} \left| \frac{\hat{g}_{pv}}{\hat{g}_{pv}} - \frac{\hat{g}_{nv}^*}{\hat{g}_{nv}^*} \right| \\ \left| \frac{\hat{g}_{pv}}{\hat{g}_{pv}} + \frac{\hat{g}_{nv}^*}{\hat{g}_{nv}^*} \right| \end{array} \right.$$

Die Richtung des großen Halbmessers fällt mit der Winkelhalbierenden zwischen $\hat{g}_{pv}$ und $\hat{g}_{nv}^*$ zusammen

ponenten der Momentanwerte bezeichnet /23, 24/.

Transformiert man die Bildgrößen (12b-d) leistungsinvariant in den Originalraum /40/

$$\begin{bmatrix} g_R \\ g_S \\ g_T \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} g_h \\ g_p \\ g_n \end{bmatrix} \quad (13a)$$

mit

$$T = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{bmatrix} \quad (13b)$$

zurück, so erhält man die Fourier-Entwicklung beliebig unsymmetrischer reeller Originalgrößen aus den Teilschwingungen der symmetrischen Komponenten:

$$\begin{bmatrix} g_R \\ g_S \\ g_T \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \sum_{v=0}^{\infty} \left(T \begin{bmatrix} \hat{g}_{hv} \\ \hat{g}_{pv} \\ \hat{g}_{nv} \end{bmatrix} e^{jv\omega t} + T^* \begin{bmatrix} \hat{g}_{hv}^* \\ \hat{g}_{pv}^* \\ \hat{g}_{nv}^* \end{bmatrix} e^{-jv\omega t} \right) \quad (14a)$$

Mit

$$\underline{\hat{g}}_{(hpn)v} = \hat{g}_{(hpn)v} e^{j\varphi_{(hpn)v}}$$

gewinnt man die entsprechende reelle Form der Fourier-Reihe:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} g_R \\ g_S \\ g_T \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{v=0}^{\infty} \left(\hat{g}_{hv} \cos(v\omega t + \varphi_{hv}) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \right. \\ &\quad + \hat{g}_{pv} \begin{bmatrix} \cos(v\omega t + \varphi_{pv}) \\ \cos(v\omega t + \varphi_{pv} - 120^\circ) \\ \cos(v\omega t + \varphi_{pv} + 120^\circ) \end{bmatrix} + \\ &\quad \left. + \hat{g}_{nv} \begin{bmatrix} \cos(v\omega t + \varphi_{nv}) \\ \cos(v\omega t + \varphi_{nv} + 120^\circ) \\ \cos(v\omega t + \varphi_{nv} - 120^\circ) \end{bmatrix} \right) \cdot \quad (14b) \end{aligned}$$

Demnach kann jede Teilschwingung der reellen RST-Größen durch die Überlagerung jeweils einer reellen einphasigen Größe $g_{hv}(t)$ und zweier symmetrischer dreiphasiger Größen $g_{pv}(t)$ und $g_{nv}(t)$, die ebenfalls reell sind und sich im Drehsinn unterscheiden, aufgebaut werden. Die entsprechende Schaltung für die Grundschwingung ist z.B. in /17/, S. 40, dargestellt.

Die für das Spektrum der Gl. (12b, c) gesuchten Teilschwingungen können mit Gl. (10b) sowohl aus der p- als auch der n-Komponente berechnet werden:

$$\hat{g}_{nv} = \begin{cases} \frac{2}{mT} \int_0^{mT} g_n e^{-jv\omega t} dt \\ \frac{2}{mT} \int_0^{mT} g_p^* e^{-jv\omega t} dt \end{cases} \quad \text{für} \quad \begin{cases} v = \frac{1}{m}, \frac{2}{m}, \frac{3}{m}, \dots \\ \omega = \frac{2\pi}{T} \\ m > 0, \text{ ganzzahlig} \end{cases} \quad (15a)$$

$$\hat{g}_{n0} = \bar{g}_n = \bar{g}_p^*$$

und

$$\hat{g}_{pv}^* = \begin{cases} \frac{2}{mT} \int_0^{mT} g_n e^{+jv\omega t} dt \\ \frac{2}{mT} \int_0^{mT} g_p^* e^{+jv\omega t} dt \end{cases} \quad \text{für} \quad \begin{cases} v = \frac{1}{m}, \frac{2}{m}, \frac{3}{m}, \dots \\ \omega = \frac{2\pi}{T} \\ m > 0, \text{ ganzzahlig} \end{cases} \quad (15b)$$

$$\hat{g}_{p0}^* = \bar{g}_n = \bar{g}_p^* .$$

Wegen Gl. (5) sind $\hat{g}_{nv}/2$ und $\hat{g}_{pv}^*/2$ als arithmetische Mittelwerte der durch Frequenztransformation aus den symmetrischen Komponenten gewonnenen Raumzeigergrößen anzusehen, wenn man für die beliebige Funktion $\xi = \pm v\omega t$ setzt.

Die Bestimmung der Modalkomponenten aus solchen Raumzeigern weist im Vergleich zu allen anderen Verfahren den entscheidenden Vorteil auf, daß sich **jede Teilschwingung einzeln** und **nach Komponenten geordnet** gewinnen läßt und dabei die Größe des Integrationsintervalls mT frei wählbar ist. Dies ist schon deshalb wichtig, weil in realen Netzen Oberschwingungen von z.B. 150 Hz auch im Drehfeld vorkommen, wo sie unter idealisierten Bedingungen nicht auftreten dürften. Solche Eigenschaften des Raumzeigerverfahrens sind bei digitaler Datenverarbeitung mit Algorithmen der schnellen Fouriertransformation /31, 32, 34/ für dynamische Netzberechnungen besonders gut zu nutzen.

Die in (15a, b) benötigte Größe $\underline{g}_n(t) = \underline{g}_p^*(t)$ gewinnt man entweder mit Gl. (9) oder mit (2 und 8) getrennt nach Real- und Imaginärteil. Wegen der im allgemeinen ungleichen Seitenbänder des Bildraums in Gl. (12b, c) ist die Frequenztransformation zur spektralen Trennung der Komponenten notwendig, eine Filterung allein genügt bei diesem Verfahren nicht.

Sollen Real- und Imaginärteil der Teilschwingungen n_v und p_v rasch gemessen werden, so kann bei verminderten Anforderungen an die Empfindlichkeit und Selektivität in Gl. (15) auch geglättet statt integriert werden, wozu ein Tiefpaß genügt. Die Steilheit des Tiefpasses muß dann so groß sein, daß die Grundschwingungsmittelkomponente - die im Spektrum die maximale Amplitude aufweist und durch die Frequenztransformation nur verschoben, aber nicht unterdrückt wird - hinreichend bedämpft ist. Eine Einrichtung, die die Grundschwingungsmittelkomponente durch Kompensation unterdrückt und so die Anforderungen an die Glättungseinrichtung mindert, wird später im Abschnitt 3.4 beschrieben.

Die Prinzipschaltung einer einer nach dem Raumzeigerverfah-

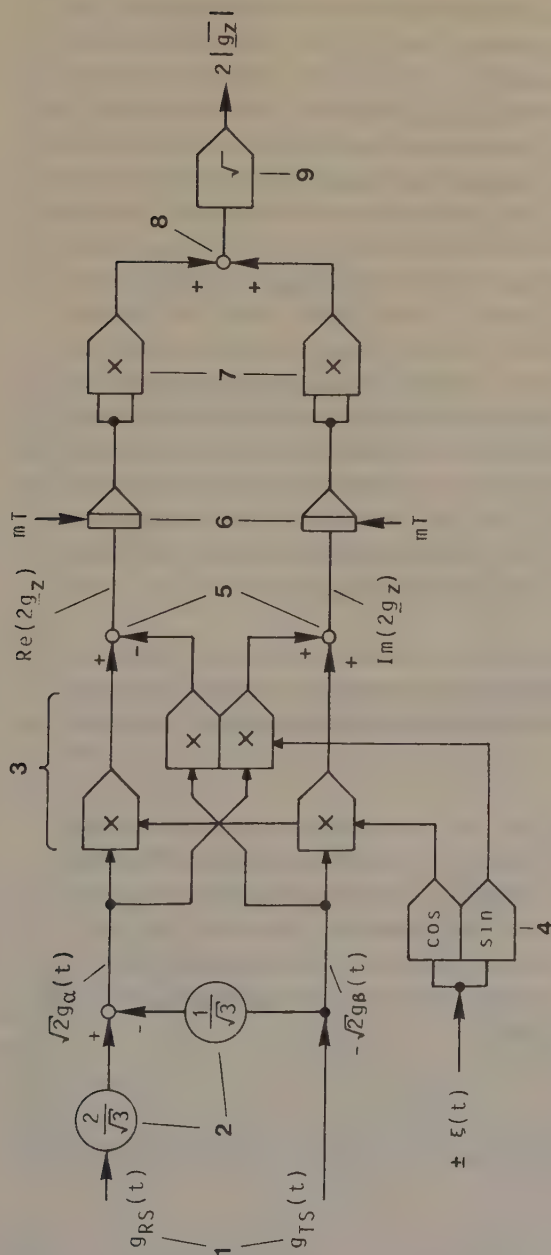


Bild 4. Prinzipschaltbild zur Transformation nach dem Raumzeigerverfahren (s. Text)

ren ausgeführten frequenzselektiven Meßeinrichtung mit analogen oder digitalen Elementen zeigt Bild 4. Am Eingang **1** laufen die verketteten Originalgrößen ein und werden dann mit den konstanten Koeffizienten **2** der Gl. (8) frequenzunabhängig in den Real- und Imaginärteil der Gegenkomponente gemäß Gl. (2) aufgespalten. Die spektrale Trennung erfolgt im Bildraum durch Frequenztransformation mit den Multiplizierern **3**; dabei wird die Ordnung ν der zu messenden Teilschwingungen durch die Funktion $\xi(t)$ am Eingang des sin/cos-Funktionsgeberpaares **4** vorgegeben. Mit den additiven Verknüpfungen **5** erhält man den Real- und Imaginärteil des Raumzeigers, der noch mit den Integrierern **6** im Intervall mT gemittelt und zur Betragsbildung dem Rechenwerk **7**, **8**, **9** zugeführt werden muß. Speist man die Funktion $\xi = \nu \omega t$ mit negativem Vorzeichen ein, so erhält man als Integrierer-Ausgangsgröße gemäß Gl. (15) die Amplitude der Gegenkomponente ν -ter Ordnung und bei positivem Vorzeichen die entsprechende konjugiert komplexe Mitkomponente.

Herausragende Eigenschaften des Raumzeigerverfahrens sind demnach **Frequenzunabhängigkeit** und **Selektivität**, wodurch es sich zur Messung und Analyse von Drehstromgrößen besonders eignet.

Die Voruntersuchungen /58, 64, 66/ ergaben, daß die im Abschnitt 2.1 gestellten **hohen** Anforderungen an die **Empfindlichkeit** die Anwendung **digitaler Mikroelektronik** erfordert. Die Signalverarbeitung muß **in Echtzeit** erfolgen, was bei digitalen Schaltungen eine **erhebliche Aufwandssteigerung** gegenüber einer analogen Ausführung von Bild 4 bedeutet /46, 58, 64/; hierzu siehe Kapitel 5.

3.3.2.2 Verfahren mit Komponentenfiltern

Bei diesem Verfahren bilden frequenzabhängige phasenschwenkende Schaltungen die komplexen Koeffizienten der Transformation in die symmetrischen Komponenten nach. Es soll daher im folgenden untersucht werden, ob und innerhalb welcher Grenzen und mit welchem Aufwand sich die Frequenzabhängigkeit in einer den gestellten Empfindlichkeitsanforderungen genügenden Weise eingeschränkt werden kann.

Die am meisten verbreitete Schaltung ist die Komponentenbrücke, die entweder als Mit- oder Gegensystemfilter angeschlossen wird. Sie weist einen dreiphasigen Ausgang auf, was für regeltechnische Anwendungen besonders vorteilhaft sein kann /15/ und einfache Reihenschaltungen zur Frequenzgangkorrektur ermöglicht /46, 58/. Die Komponentenbrücke benötigt 6 Zweige mit passiven Elementen, drei davon können frequenzunabhängig sein /17/, S. 42.

Bild 5 zeigt eine andere Struktur für ein Komponentenfilter, das die Gl. (9) nachbildet und so jeweils einen Meßausgang für die Mit- und die Gegenkomponente gleichzeitig zur Verfügung stellt. Bei Nennfrequenz müssen die Zweige den Bedingungen

$$e^{j(\varphi_I - \varphi_D)} = e^{-j60^\circ} \quad (16a)$$

$$|\underline{F}_I| = |\underline{F}_D| = 1 \quad (16b)$$

genügen. Am einfachsten ist Bild 5 mit nur einem Phasenschwenker, also $\varphi_D = 0^\circ$ und $\varphi_I = -60^\circ$ zu verwirklichen. Weicht man mit $\varphi_D \neq 0^\circ$ von dieser Anordnung ab, so läßt sich mit Hilfe aktiver Schaltungen der Frequenzgang für die Mit- und die Gegenkomponente flexibel gestalten und

die Einschwingzeit der Zweige verkürzen /58/.

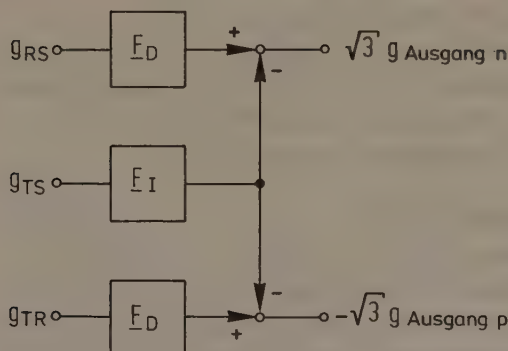


Bild 5 Grundstruktur zur Transformation mit phasenschwenkenden Schaltungen nach Gl. (9).

F_I : Phase nacheilend, F_D : Phase voreilend

Liegen die Eingangsgrößen in Orthogonalkomponenten $\alpha\beta$ vor, muß die Schaltung entsprechend Gl. (2) geändert werden. Da die Phasendifferenz dann 90° statt 60° beträgt, ist die Einschwingzeit größer, deshalb bleiben solche Anordnungen im folgenden unberücksichtigt. 120° -drehende Schaltungen, die nach Gl. (7) eingesetzt werden können, fallen ebenfalls außer Betracht, da sie neben noch größerer Einschwingzeit für jede Komponente einen Phasenschwenker mehr benötigen.

Verwendet man in Bild 5 einen idealisierten Phasenschwenker, der die Bedingung $F_I = e^{-j60^\circ}$ für alle Frequenzen erfüllen könnte, so wird jede Teilschwingung der reellen Größe $g_{TS}(t)$

konstant um 60° -nacheilend geschwenkt. Aus der komplexen Reihendarstellung Gl. (10a) folgt dann für den n-Ausgang des Bildes 5 bei verschwindenden Gleichgliedern $\hat{\underline{g}}_{(RST)0}$ im eingeschwungenen Zustand:

$$g_{\text{Ausgang n}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \sum_{v=1/m}^{\infty} \left(\hat{\underline{g}}_{RSv} e^{jv\omega t} + \hat{\underline{g}}_{RSv}^* e^{-jv\omega t} + \right. \\ \left. + \hat{\underline{g}}_{STv} e^{j(v\omega t - 60^\circ)} + \hat{\underline{g}}_{STv}^* e^{-j(v\omega t - 60^\circ)} \right),$$

also mit Gl. (9)

$$g_{\text{Ausgang n}} = \frac{1}{2} \sum_{v=1/m}^{\infty} (\hat{\underline{g}}_{nv} e^{jv\omega t} + \hat{\underline{g}}_{nv}^* e^{-jv\omega t}). \quad (17a)$$

Dementsprechend gilt für den p-Ausgang in Bild 5:

$$g_{\text{Ausgang p}} = \frac{1}{2} \sum_{v=1/m}^{\infty} (\hat{\underline{g}}_{pv} e^{jv\omega t} + \hat{\underline{g}}_{pv}^* e^{-jv\omega t}). \quad (17b)$$

Die Ausgangsgrößen eines solchen idealisierten Komponentenfilters sind reell und enthalten im Unterschied zum Raumzeigerverfahren nur noch Teilschwingungen jeweils gleicher Komponente.

Reale Komponentenfilter mit frequenzabhängigen Phasenschwenkern wurden in /58, 64/ im Hinblick auf ihre Eignung zur hochempfindlichen Gegenspannungsmessung analytisch und am Analogrechner untersucht. Tabelle 6 zeigt dazu Beispiele.

Transformation mit	Übertragungsfunktion		Zeit- konstante msec	maximale Fehlerzeitfläche (% · msec)
	Zweig $\underline{F}_I$	Zweig $\underline{F}_D$		
I Totzeitglied	$e^{-s\pi/(3\omega_N)}$	1	3,33	184
II einstellbarem Phasenschwenker	$\frac{\sqrt{1+b^2/3}}{1+sb/(\sqrt{3}\omega_N)}$	$\frac{1+s\sqrt{3}/\omega_N}{1+sb/(\sqrt{3}\omega_N)} \cdot \frac{\sqrt{1+b^2/3}}{2}$	$b \cdot 1,84$	$\sqrt{1+b^2/3} \cdot 159$
b	φ_I	φ_D		
3	-60°	0°	5,51	318
$\sqrt{3}$	-45°	+15°	3,18	225
1	-30°	+30°	1,84	184
→ 0	→ 0°	→ +60°	→ 0	→ 159

Tabelle 6 Phasenschwenker zum Komponentenfilter Bild 5 (s. Text)

Anordnung I realisiert in der ersten Zeile die 60°-Phasenschwenkung mit einem Totzeitglied, dessen Verzögerungszeit auf 1/6 der Netzperiode eingestellt wird. Für die Anordnung II wurden die Übertragungsfunktionen $\underline{F}_I$ und $\underline{F}_D$ so aufgestellt, daß der Frequenzgang des Komponentenfilters mit einem Parameter $b > 0$ eingestellt werden kann, was auch das Einschwingverhalten beeinflusst. Hierzu ist neben der Einschwingzeitkonstante auch die Fehlerzeitfläche der auf Nennfrequenz $f_N = 50$ Hz abgestimmten Anordnungen aufgeführt. Das Maximum der Fehlerzeitfläche

$$\int_{t=0}^{\infty} |F(t)| dt \cdot 100 \%$$

erhält man beim Zuschalten des Komponentenfilters an ein speisendes Mit- oder Gegensystem für den jeweils ungünstigsten Zuschaltwinkel aus dem relativen Fehler $F(t)$ der n- oder der p-Ausgangsgröße in Bild 5:

$$F(t) = \frac{\text{Ausgangsiswert}(t) - \text{Ausgangssollwert}(t)}{\text{Amplitude des Ausgangssollwertes}(t)} \cdot$$

Verstellt man bei der Anordnung II den Parameter b in der ersten Spalte von Tabelle 6 von großen zu kleinen Werten, so werden die Zeiger der Übertragungsfunktionen $\underline{F}_I$ und $\underline{F}_D$, die in der komplexen Ebene stets ein gleichseitiges Dreieck aufspannen, mathematisch positiv zu den Grenzwerten $\underline{F}_I = 1$ und $\underline{F}_D = e^{+j60^\circ}$ hin gedreht; so bleibt Gl. (16) immer erfüllt. Dabei läßt sich die Einschwingzeitkonstante (theoretisch) beliebig verkleinern; wegen des differenzierenden

Anteils im Zweig $\underline{F}_D$ verschwindet der Grenzwert der Fehlerzeitfläche allerdings nicht.

Die Frequenzabhängigkeit der Komponentenfilter erkennt man aus den Bildern 6-8: in allen Fällen werden die Harmonischen nur unwesentlich bedämpft; bei kleinen Werten des Parameters b der Anordnung II erfolgt sogar eine deutliche Anhebung des Oberschwingungsspektrums (Bild 8). Bei der Anordnung I ist der Frequenzgang periodisch.

Frequenzselektive Komponenten-Messungen sind deshalb mit Komponentenfiltern nur dann möglich, wenn die Ausgangsgrößen mit einem Bandpaß geeignet gesiebt oder durch Frequenztransformation - dann genügt ein Tiefpaß zum Glätten - von den Harmonischen befreit werden.

Mit den Glättungseinrichtungen läßt sich die Frequenzempfindlichkeit der Komponentenfilter im Bereich der Nennfrequenz allerdings nicht beseitigen. Entsprechend den Anforderungen des Abschnitts 2.1 sollte ein Komponentenfilter bei Mitkomponenten-Speisung diese am n-Ausgang auf 10^{-4} abschwächen. Die Berechnungen /58/ ergaben, daß dann die Netzfrequenz bei der Meßanordnung I (Bild 6a) nur um $\pm 8,3$ mHz und bei den Anordnungen II (Bilder 6b - 8) um ± 10 mHz vom Nennwert abweichen darf. Dieses schmale Toleranzband wird im praktischen Netzbetrieb weit überschritten: Nach /7, 9, 43/ muß die Meßeinrichtung mindestens ± 1 Hz, $\pm 2,5$ Hz Abweichungen verkraften.

Die Bandbreite läßt sich durch Reihenschaltung von Komponentenfiltern vergrößern. In der Prinzipschaltung Bild 5 ist dann der p-Ausgang entbehrlich, stattdessen wird ein zweiter n-Ausgang benötigt, der gegenüber dem ersten um 60° versetzt sein muß, damit sich ein Filter nachschalten läßt. Zum Hintereinanderschalten kombiniert man dann zweckmäßig entweder

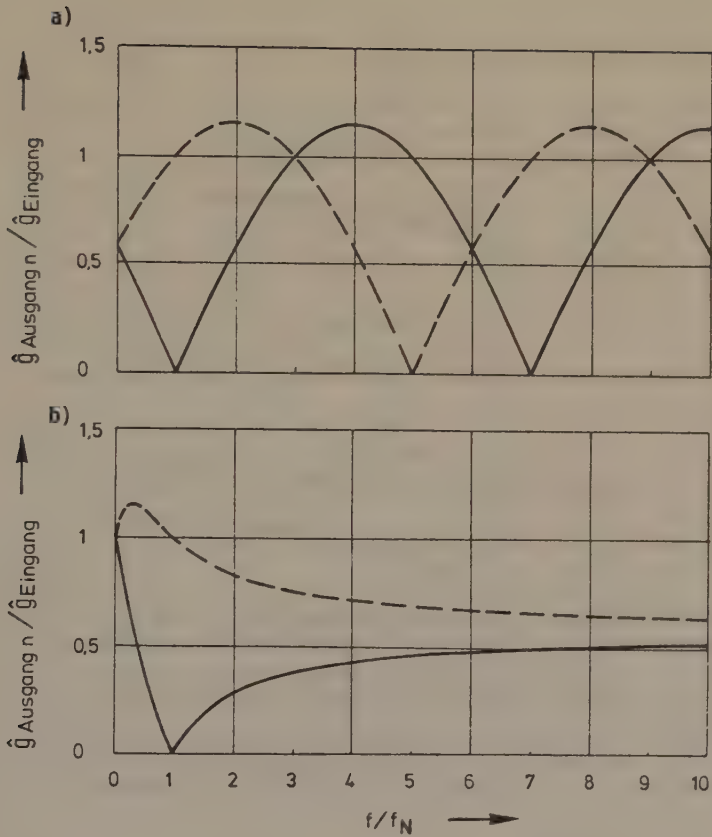


Bild 6 a und b Beispiele für den Amplitudengang eines Filters für die negativ-sequente Komponente.

— Speisung durch Mitkomponenten,
 --- Speisung durch Gegenkomponenten, vergl. Bild 5 u. Tab. 6.

a) Anordnung I mit Totzeitglied ($\varphi_I = -60^\circ$, $\varphi_D = 0^\circ$)

b) Anordnung II mit einstellbarem Phasenschwenker.

Parameter $b = 3$ ($\varphi_I = -60^\circ$, $\varphi_D = 0^\circ$)

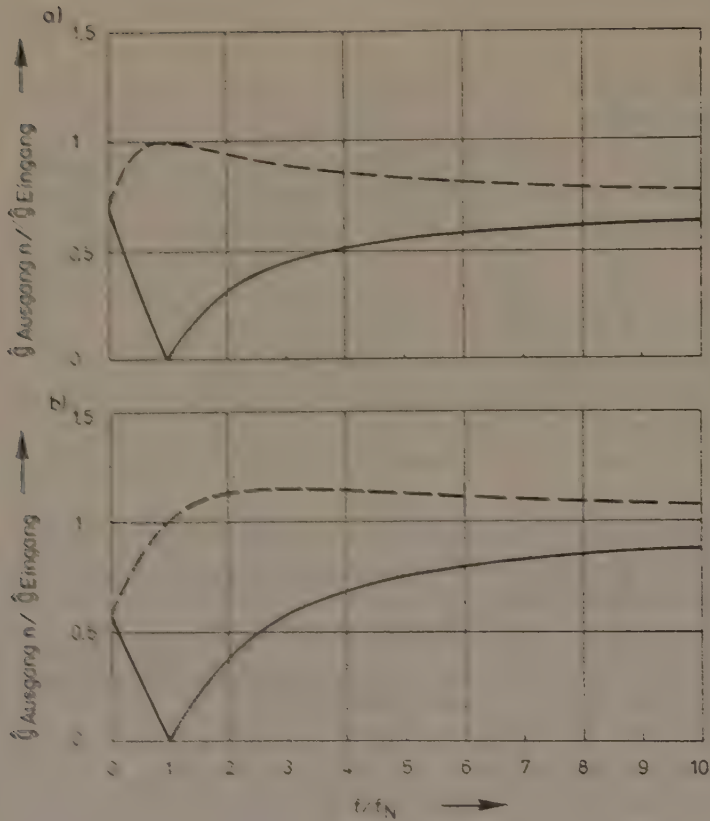


Bild 7 a und b Beispiele für den Amplitudengang eines Filters für die negativ-sequente Komponente.

- Speisung durch Mitkomponenten,
- - - Speisung durch Gegenkomponenten, vergl. Bild 5 und Tab. 6.

Anordnung II mit einstellbarem Phasenschwenker.

a) Parameter $b = \sqrt{3}$ ($\varphi_I = -45^\circ$, $\varphi_D = +15^\circ$)

b) Parameter $b = 1$ ($\varphi_I = -30^\circ$, $\varphi_D = +30^\circ$)

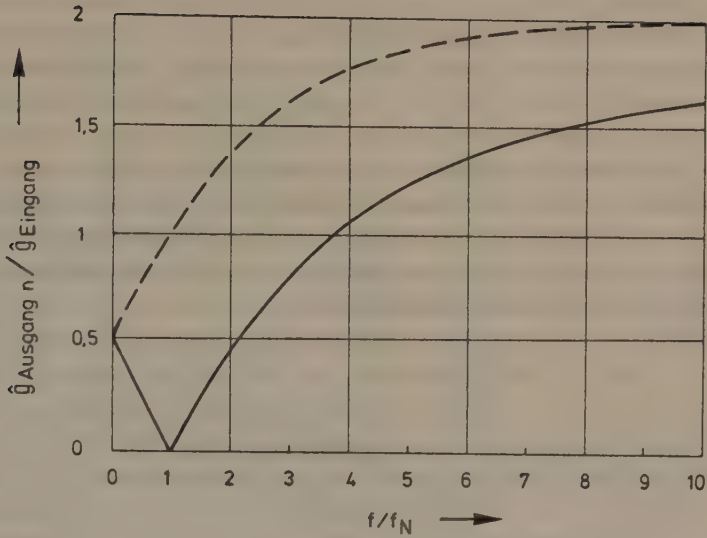


Bild 8 Beispiel für den Amplitudengang eines Filters für die negativ-sequente Komponente.

— Speisung durch Mitkomponenten,
 ---- Speisung durch Gegenkomponenten, vergl. Bild 5 u. Tab. 6.

Anordnung II mit einstellbarem Phasenschwenker.

Parameter $b = (3 - \sqrt{3})/(1 + \sqrt{3})$, ($\varphi_I = -15^\circ$, $\varphi_D = +45^\circ$)

Komponentenfilter mit jeweils entgegengesetzt gleicher Steigung des Amplitudenganges der Gegenkomponente im Bereich der Nennfrequenz - z.B. Bild 6 a) mit 6 b) - oder ausschließlich solche Filter mit maximal flachem Amplitudengang der Gegenkomponente nach Bild 7 a). Das ist notwendig, damit neben der gewünschten hohen Mitsystem-Unterdrückung auch die Gegensystem-Fehler insgesamt klein gehalten werden können. Hierzu wurde in /58/ ein Basic-Tischrechnerprogramm entwickelt. Es optimiert nach dem Toleranz-Schema von Bild 9 durch sukzessive Verstimmung der Teilfilter zunächst den Frequenzgang bei Mitkomponenten-Speisung und gibt dann die Gegensystem-Fehler an den Bereichsgrenzen an.

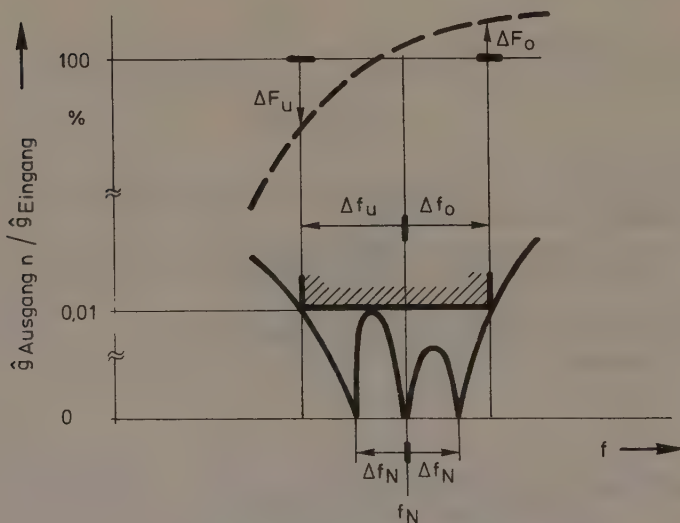


Bild 9 Toleranzschema des Amplitudenganges von Komponentenfilter-Reihenschaltungen zu Tabelle 7.
Eingezeichnetes Beispiel mit 3 symmetrisch gegeneinander verstimmteten Teilfiltern der Frequenzen $f_N - \Delta f_N$, f_N und $f_N + \Delta f_N$.
— Speisung durch Mitkomponenten,
--- Speisung durch Gegenkomponenten

Neben solchen Reihenschaltungen aus gegeneinander verstimmten Teilfiltern wurden auch Anordnungen mit einheitlich auf die Nennfrequenz abgestimmten Teilfiltern untersucht, bei denen dann im Bild 9 die gestrichelte Kurve die 100%-Linie an der Stelle f_N entweder schneidet, oder, wenn ein Maximum vorliegt, sie berührt.

Die Ergebnisse der Berechnungen faßt Tabelle 7 zusammen; es sind ideale Filter-Einstellung und belastungsfreie (entkoppelte) Reihenschaltungen vorausgesetzt. Die Tabelle zeigt, daß eine **Verstimmung** der reihengeschalteten Teilfilter gegenüber der Nennfrequenz **unvorteilhaft** ist: Einer vergleichsweise geringen Bandbreiten-Erhöhung steht ein großer Zuwachs an Übertragungsfehlern für die Gegenkomponente gegenüber (Reihenschaltung mit 2 Teilfiltern: vgl. Zeile 7 mit 24; Reihenschaltung mit 3 Teilfiltern: vgl. Zeile 17 mit 31). **Günstig** sind Reihenschaltungen mit dem auf Nennfrequenz abgestimmten einstellbaren Phasenschwenker: schon bei nur 2 Teilfiltern in Zeile 7 mit den Einstellwerten $b = 3$ ($\varphi_I = -60^\circ$, $\varphi_D = 0^\circ$) und $b = 1$ ($\varphi_I = -30^\circ$, $\varphi_D = +30^\circ$) erreicht man eine Bandbreite von etwa ± 1 Hz mit minimalen Gegensystem-Fehlern; durch Verdopplung auf insgesamt **4 Teilfilter** der **Zeile 14** bei den gleichen Werten für b wächst die **Bandbreite** auf etwa ± 10 Hz und die Fehler der **Gegenkomponente** bleiben mit **-1%** akzeptabel.

Für die Praxis genügen nach S. 30 bereits **3 Reihenschaltungen** der **Zeile 17**, wenn man für jede den Einstellparameter auf den für geringe Gegensystem-Fehler **besonders günstigen** Wert $b = \sqrt{3}$ ($\varphi_I = -45^\circ$, $\varphi_D = +15^\circ$) bringt: die **Bandbreite** beträgt dann etwa $\pm 4,5$ Hz, dabei wird die **Gegenkomponente** mit **-0,3 %** kaum merklich abgeschwächt.

Zwei Beispiele für leicht auszuführende analogtechnische Realisierungen des einstellbaren Phasenschwenkers zeigen die Bilder 10 und 11. Die Schaltung Bild 10 verwirklicht

Gesamtfilter =		Einstellung $\Delta f_N / \text{Hz}$ der	Filter-Bandbreite		Gegensystem-Fehler		Zeile
m •	Teilfilter		$-\Delta f_U / \text{Hz}$	$+\Delta f_O / \text{Hz}$	$\Delta F_U / \%$	$\Delta F_O / \%$	
1•	I	0	$8,3 \cdot 10^{-3}$	$8,3 \cdot 10^{-3}$	$-5,02 \cdot 10^{-3}$	$5,02 \cdot 10^{-3}$	7
	1	0	$10,01 \cdot 10^{-3}$	$10,01 \cdot 10^{-3}$	$5,01 \cdot 10^{-3}$	$-5,01 \cdot 10^{-3}$	
	2	0	$10,01 \cdot 10^{-3}$	$10,01 \cdot 10^{-3}$	0,00	0,00	
	3	0	$10,01 \cdot 10^{-3}$	$10,01 \cdot 10^{-3}$	$-5,01 \cdot 10^{-3}$	$5,01 \cdot 10^{-3}$	
	4	0	$10,01 \cdot 10^{-3}$	$10,01 \cdot 10^{-3}$	$-8,67 \cdot 10^{-3}$	$8,67 \cdot 10^{-3}$	
	I+1	0	0,903	0,916	-0,10	0,09	
	1+3	0	0,989	1,010	$-4,99 \cdot 10^{-3}$	$-5,00 \cdot 10^{-3}$	
2•	I	0	0,827	0,827	-1,01	1,00	14
	1	0	0,986	1,013	1,00	-1,00	
	2	0	0,989	1,010	-0,01	-0,01	
	3	0	0,995	1,007	-1,01	1,00	
	4	0	1,001	1,001	-1,73	1,74	
	I+1	0	8,521	9,766	-2,55	1,23	
	1+3	0	9,106	11,133	-1,00	-1,00	
3•	I	0	3,845	3,845	-7,04	6,88	17 18
	1	0	4,346	4,993	6,88	-7,03	
	2	0	4,443	4,871	-0,32	-0,32	
	3	0	4,541	4,761	-7,04	6,88	
	4	0	4,614	4,675	-11,66	12,47	
	I+1	0	17,114	22,949	-10,55	0,94	
	1+3	0	17,896	27,881	-7,03	-7,03	
2•	I	$\pm 0,827$	1,169	1,169	-1,43	1,39	24
	1	$\pm 1,001$	1,402	1,432	1,43	-1,41	
	2	$\pm 1,001$	1,405	1,426	-0,03	-0,03	
	3	$\pm 1,001$	1,411	1,420	-1,45	1,39	
	4	$\pm 1,001$	1,414	1,417	-2,46	2,45	
	I+1	$\pm 9,058$	12,256	13,486	-5,78	0,72	
	1+3	$\pm 9,937$	13,223	15,238	-4,67	-2,16	
3•	I	$0; \pm 5,273$	6,092	6,092	-11,60	10,38	31
	1	$0; \pm 6,030$	6,852	7,404	11,27	-9,93	
	2	$0; \pm 6,152$	7,030	7,394	-1,42	-0,95	
	3	$0; \pm 6,274$	7,203	7,385	-11,98	9,90	
	4	$0; \pm 6,348$	7,318	7,371	-18,63	19,42	
	I+1	$0; \pm 24,023$	27,106	31,887	-49,82	-5,50	
	1+3	$0; \pm 25,439$	28,546	36,904	-55,57	-11,40	

Tabelle 7 Bandbreite von reihengeschalteten Komponentenfiltern (s.Text).
m ist die Zahl der Reihenschaltungen aus den Teilfiltern nach Tab. 6: Totzeitglied I, einstellbarer Phasenschwenker II mit den Einstellwerten $b = 3$ (Filter 1), $b = \sqrt{3}$ (Filter 2), $b = 1$ (Filter 3) und $b = (3 - \sqrt{3}) / (1 + \sqrt{3})$ (Filter 4) zu den Amplitudengängen in Bild 6 - 8. Abgleich der Teilfilter auf die Frequenz $f = f_N \pm \Delta f_N$

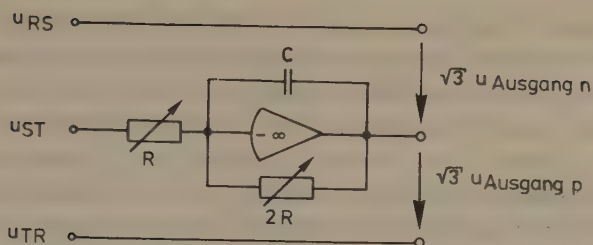


Bild 10 Komponentenfilter mit aktivem 60°-Phasenschwenker.
 $R = \sqrt{3}/(2\omega_N C)$, $b = 3$ nach Tabelle 6

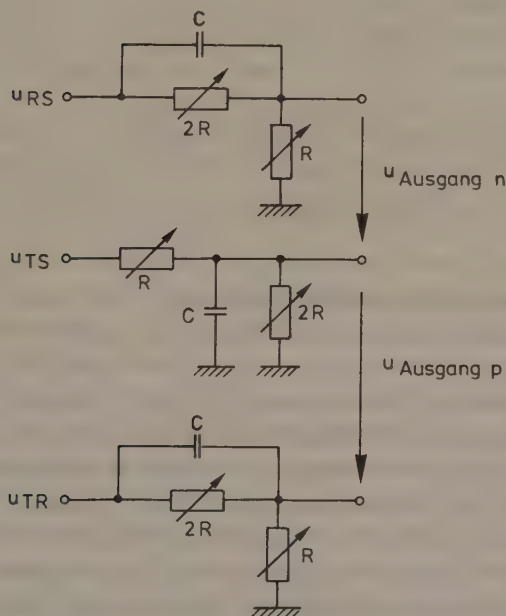


Bild 11 Komponentenfilter mit passivem 30°-Phasenschwenker.
 $R = \sqrt{3}/(2\omega_N C)$, $b = 1$ nach Tabelle 6

das Filter 1 der Tabelle 7; sie zeichnet sich durch einfachen Abgleich aus. Bild 11 entspricht mit der angegebenen 30° -Einstellung dem Filter 3 der Tabelle 7 und verwendet dazu Teile der Komponentenbrücke, die bei Spannungsspeisung und ausgangsseitigem Leerlauf den gleichen Frequenzgang aufweist /26/. Mit Bild 11 lassen sich auch andere Parametereinstellungen für b vornehmen, wenn zwischen die Teilerabgriffe und die Ausgangsklemmen Verstärker zur Beitragskorrektur eingefügt werden /58/.

In den Untersuchungen /64/ zeigte sich schließlich, daß die zu Tabelle 7 numerisch ermittelte Bandbreiten-Optimierung **nur mit digitalen** Strukturen in ein hochempfindliches Gegenspannungs-Meßgerät **umzusetzen** ist, weil analoge Schaltungen solch genaue Einstellungen für den Frequenzgang gar nicht ermöglichen (siehe Abschnitt 5.1.1). Bei diskreter digitaler Signalverarbeitung hingegen hängen die Toleranzen des Frequenzgangs praktisch nur noch von der Quantisierung der verwendeten Analog-Digital-Schnittstelle ab /37/, da die Filter-Algorithmen beliebig präzise gestaltet werden können /34/.

Zum Aufbau eines digitalen Komponentenfilters kann man zwei Wege beschreiten: Der eine ist, bereits bekannte kontinuierliche Übertragungsfunktionen - die nach Tabelle 7 aufeinander abgestimmten Frequenzgänge $\underline{F}_I$ und $\underline{F}_D$ der Tabelle 6 - durch eine geeignete Transformation /31, 32, 34, 39/ von der s-Ebene in entsprechende zeitdiskrete Übertragungssysteme der z-Ebene so zu überführen, daß die ursprünglichen Frequenzgänge innerhalb der gewünschten Bandbreite genügend genau approximiert sind. Der zweite Weg besteht darin, Komponentenfilter mit digitalen Strukturen $\underline{F}_I$ und $\underline{F}_D$ in Bild 5 für Reihenschaltungen völlig neu zusammenzustellen mit der Zielsetzung, den Amplitudengang der Gegenkomponente in der gezeigten Weise entweder optimal flach

oder in Paaren mit jeweils entgegengesetzter Steigung im Bereich der Nennfrequenz zu gewinnen. Die Bandbreiten dieser Kombinationen müssen dann wie in Tabelle 7 mit dem entwickelten Rechenprogramm neu ermittelt werden.

Der **Mehraufwand**, der sich **beim Übergang** von den in Bild 10 oder 11 vergleichsweise einfachen Analogschaltungen in entsprechende **digitale Strukturen** ergibt, **ist erheblich**; das gleiche gilt auch für den Bandpaß, der das Komponentenfilter ergänzen muß. Mathematisch wird ein solches zeitdiskretes System durch Differenzengleichungen beschrieben; deshalb bestehen seine schaltungstechnischen Realisierungen aus Strukturen mit Verzögerungsgliedern (Schieberegister), Addierern und Multiplizierern /35, 46/. So erhält man **Rechenschaltungen**, die wie beim Raumzeigerverfahren **in Echtzeit** arbeiten müssen, im Vergleich dazu aber viel aufwendiger sind.

Prinzipieller Vorteil der digitalen Komponentenfilter gegenüber den analogen ist die Möglichkeit, sie mit ihrer Taktfrequenz an das Netz zu synchronisieren, was in /64/ am Beispiel der Anordnung I erprobt wurde. Dabei zeigte sich, daß die zur Synchronisierung benötigte Drehfeld-Ankopplung beim Raumzeigerverfahren mit nur wenigen zusätzlichen Elementen für Bild 4 weitaus einfacher zu verwirklichen ist.

Mit der Struktur Bild 5 läßt sich **die Frequenzabhängigkeit** von Komponentenfiltern immerhin **beachtlich mindern**: Während etwa die Komponentenbrücke in dem Beispiel mit 3 Reihenschaltungen bei einer Bandbreite von $\pm 4,5$ Hz für die Gegensystem-Fehler noch ein großes Toleranzband von 14 % (Tabelle 7, Zeile 18) beansprucht, kommt man mit dem optimal eingestellten Phasenschwenker hier schon deutlich unter 1 % (Tabelle 7, Zeile 17).

Demgegenüber ist man beim **Raumzeigerverfahren** völlig frequenz-

unabhängig und dadurch sogar in der Lage, mit der gleichen Schaltung auch Harmonische zu messen, wodurch es gegenüber den Komponentenfiltern **im Vorteil** ist.

3.3.2.3 Transformation analytischer Signale

Bei diesem Verfahren werden komplexe Augenblicksgrößen transformiert. Dazu braucht man die zu den reellen Originalgrößen g_{RST} orthogonale Funktion g_{RST}^o und bildet mit ihr:

$$\underline{g}_{RST} = g_{RST} + j g_{RST}^o. \quad (18)$$

Die Rücktransformation erfolgt mit

$$g_{RST} = \frac{1}{2} (\underline{g}_{RST} + \underline{g}_{RST}^*).$$

g_{RST}^o ist mit g_{RST} über die Hilbert-Transformation verknüpft /8, 14/. $\underline{g}_{RST}(t)$ ist dann das "analytische Signal", d.h. ein dem reellen Augenblickswert zugeordneter rotierender Zeiger mit zeitabhängiger Amplitude und der Augenblicksfrequenz /8, 27/:

$$f_a = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} (\arg \underline{g}_{RST}),$$

der sich aus einer unendlich dichten Summe von Teilschwingung zusammensetzt, die ihrerseits konstante Amplituden und Frequenzen haben. Zur analytischen Betrachtung genügt es, die Größen g_{RST} mittels periodischer Fortsetzung in eine

endlich dichte Reihe wie in Gl. (11a) zu entwickeln:

$$\underline{g}_{RST} = \sum_{v=0}^{\infty} \hat{\underline{g}}_{(RST)v} e^{jv\omega t} \quad (19)$$

Mit den Überlegungen des Abschnitts 3.3.2.1 erhält man dann die symmetrischen Komponenten mit ausschließlich positiv drehenden Exponentialfunktionen. Hierzu bildet man zunächst mit Gl. (13)

$$\underline{g}_{hpn} = \mathbf{T}^{-1} \underline{g}_{RST}$$

und entwickelt dann in Reihen:

$$\underline{g}_p = \sum_{v=0}^{\infty} \hat{\underline{g}}_{pv} e^{jv\omega t}, \quad (20a)$$

$$\underline{g}_n = \sum_{v=0}^{\infty} \hat{\underline{g}}_{nv} e^{jv\omega t}, \quad (20b)$$

$$\underline{g}_h = \sum_{v=0}^{\infty} \hat{\underline{g}}_{hv} e^{jv\omega t}. \quad (20c)$$

Beim **Raumzeigerverfahren** beschreibt ein modaler **Zeiger**

$\underline{g}_p = \underline{g}_n^*$ die drei nullkomponentenfreien reellen Originalgrößen $\underline{g}_{RST}$; bei den **analytischen Signalen** sind hierzu **zwei** in Betrag und Phase unterschiedliche **Zeiger** $\underline{g}_p$ und $\underline{g}_n$ er-

forderlich. Demzufolge sind die Ortskurven dieser p- und n-Komponente für die Grundswingungs-Unsymmetrie $v = 1$ nicht mehr wie im Bild 3 elliptisch, sondern kreisförmig; daher müssen zur Berechnung der Teilschwingungen $\hat{g}_{pv}$ und $\hat{g}_{nv}$ beide Komponenten $\underline{g}_p$ und $\underline{g}_n$ z.B. mit Gl. (9) oder (2 und 8) gebildet werden:

$$\hat{g}_{pv} = \frac{1}{mT} \int_0^{mT} \underline{g}_p e^{-jv\omega t} dt \quad (21a)$$

$$\text{für } \begin{cases} v = 0, \frac{1}{m}, \frac{2}{m}, \dots \\ \omega = \frac{2\pi}{T} \\ m > 0, \text{ ganzzahlig} \end{cases} \quad (21b)$$

Mit Gl. (13) gewinnt man die Fourier-Reihe der komplexen Originalgrößen aus den Teilschwingungen ihrer symmetrischen Komponenten:

$$\begin{bmatrix} \underline{g}_R \\ \underline{g}_S \\ \underline{g}_T \end{bmatrix} = \sum_{v=0}^{\infty} T \begin{bmatrix} \hat{g}_{hv} \\ \hat{g}_{pv} \\ \hat{g}_{nv} \end{bmatrix} e^{jv\omega t}. \quad (22)$$

Zur praktischen Realisierung dieses Verfahrens können fest auf Nennfrequenz abgestimmte 90°-Phasenschwenker für die angenäherte Bildung der orthogonalen Funktion g_{RST}^0 Verwendung finden; geeignete Schaltungen hierzu sind z.B. in /12, 28/

aufgeführt. Mit einer solchen Näherung **entfällt** allerdings die **Wahlfreiheit** des Parameters ξ in Gl. (5), weil die Größen des n- und des p-Meßausgangs nur noch bei Nennfrequenz mit den Gl. (20a, b) übereinstimmen. Die **90°-Schwenkung** muß **für zwei Größen** entweder im Originalraum /58/ oder in Orthogonalkomponenten $\alpha\beta$ /28/ durchgeführt werden; die Schaltung des **Komponentenfilters** nach Bild 5 läßt sich bereits **mit einem Phasenschwenker** verwirklichen. Die im Abschnitt 3.3.2.2 für die Komponentenfilter erreichten Bandbreiten-Optimierungen können in ähnlicher Weise auch auf die 90°-Schwenker angewendet werden, die man hier für die orthogonale Funktion braucht.

Sollen Real- und Imaginärteil der Drehfeldkomponenten rasch gemessen werden, so kann bei weniger scharfen Anforderungen an Empfindlichkeit und Selektivität in Gl. (21) anstelle zu integrieren auch geglättet werden. Hiervon macht die in /28/ beschriebene in Analogtechnik ausgeführte Schaltung Gebrauch, die für Regelzwecke eingesetzt ist. Die Anforderungen an die Steilheit des Tiefpasses am n-Ausgang einer solchen Meßschaltung mit analytischen Signalen sind dabei geringer als beim Raumzeigerverfahren nach Abschnitt 3.3.2.1, da die Grundschwingungsmittkomponente im Idealfall der Gl. (20b) eliminiert ist und mit der angenäherten Bildung der Funktion g_{RST}^0 im Bereich der Nennfrequenz ähnlich wie bei den Komponentenfiltern immerhin stark abgeschwächt wird, vorausgesetzt, die 90°- Phasenschwenker sind breitbandig ausgelegt.

Die spektrale Trennung läßt sich außer durch Frequenztransformation Gl. (21) auch mittels Bandfilterung der komplexen Bildgrößen der Gl. (20) vollziehen, vgl. Tabelle 5.

Für die gestellte Aufgabe wird das Verfahren mit analytischen Signalen nicht in Betracht gezogen, da es zum einen **aufwendiger** als die Verfahren mit Raumzeigern und Komponentenfiltern

ist und zum anderen mit den Komponentenfiltern den Nachteil **begrenzter Bandbreite** gemeinsam hat.

3.3.2.4 Verfahren mit Zeigeraddition

Nimmt man die für die gestellte Aufgabe erforderliche spektrale Trennung nach Gl. (10b) bereits im Originalraum vor, so ist die Transformation durch die bekannte geometrische Konstruktion mit feststehenden Zeigern ausführbar, wie dies Bild 12 am Beispiel der Gl. (9) zeigt:

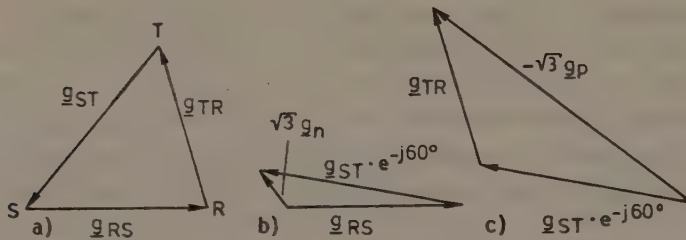


Bild 12 a - c Modaltransformation der von ihren Harmonischen befreiten Zeiger.

- a) Originalgrößen
 - b) Konstruktion der Gegenkomponente
 - c) Konstruktion der Mitkomponente
- } nach Gl. (9)

Für den Aufbau der Gegenkomponente nach Bild 12 b) braucht man den Real- und Imaginärteil zweier Grundschwingungszeiger. Dazu muß man die **komplexe Integration** der Gl. (10b) **zweimal** ausführen, deren Ungenauigkeiten, wie die Konstruktion zeigt, stark in das Ergebnis eingehen. Demgegenüber genügt **beim Raumzeigerverfahren** schon **eine komplexe Integration** nach

Gl. (15a), was auch für die Genauigkeit von Vorteil ist. Darüberhinaus ist der **numerische Aufwand** für die Zeigeraddition z.B. mit einem Mikrorechner im Vergleich zum Raumzeigerverfahren, bei dem nach Bild 4 lediglich die Beträge der komplexen Größen zu bilden sind, **wesentlich größer** /58, 63/.

Das Verfahren mit Zeigeraddition wird daher nicht weiter verfolgt.

3.4 Verbesserung der Empfindlichkeit durch Kompensation

Die Aufgabe, kleinste Spannungsunsymmetrien zu messen, führt nahezu zwangsläufig auf den Gedanken, die Mitspannung der Meßgrößen zunächst so gut wie möglich zu kompensieren. Wird die Transformation mit verketteten Originalgrößen vollzogen, so braucht man nur zweiphasig zu kompensieren. Damit die Kompensation gegenspannungsfrei ist, müssen die Ausgangsgrößen des Kompensators genau um 60° gegeneinander versetzt und die Amplituden gleich groß sein, wie dies Bild 13 a) zeigt. Solche Bedingungen lassen sich mit digitaler Mikroelektronik vergleichsweise einfach einhalten /46, 56, 58/.

Bild 13 b) gibt die Prinzipschaltung für einen mit verketteten Größen arbeitenden Kompensator an. Am Eingang wird die Funktion $\xi(t)$ eingespeist, die den Kompensator an das Spannungsdrehfeld koppeln soll. $\xi(t)$ steuert ein sin/cos-Funktionsgeberpaar **1** an, dessen orthogonale Ausgangsgrößen mit den Verknüpfungen **2** in verkettete Mitsystemgrößen umgeformt werden. Die Amplituden der Zweige RS und TS lassen sich mit dem Verstärkerpaar **3** an die Meßgrößen so anpassen, daß deren Mitkomponente am Ort **4** weitgehend zum Verschwinden kommt.

Ein solcher **Kompensator** ist zur **Zusammenschaltung mit dem Raumzeigerverfahren** bestens geeignet, da er ebenso wie dieses

frequenzunabhängig arbeitet und dabei dieselbe Funktion $\xi(t)$ verwendet.

Zur Strommessung ist keine Kompensation erforderlich, da nach Abschnitt 2.1 die Anforderungen an die Empfindlichkeit dann geringer sind.

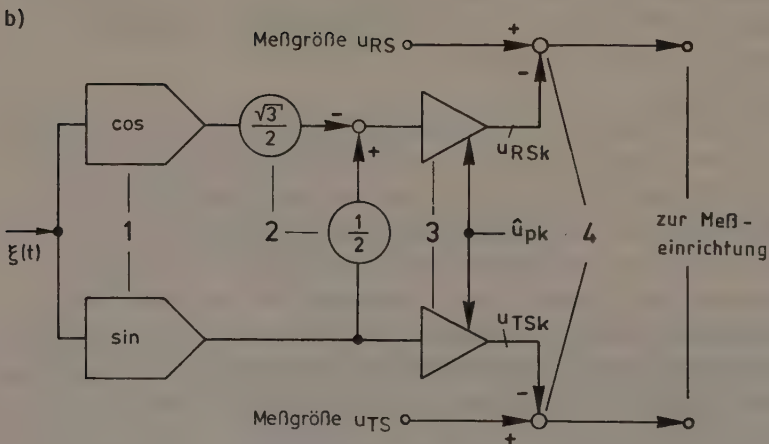
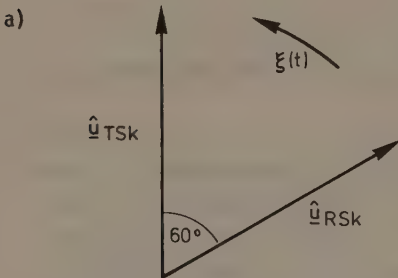


Bild 13 a und b Gegenspannungsfreier Kompensator in V-Schaltung.
 a) Zeigerdiagramm der Kompensatorspannungen
 b) Prinzipschaltung mit sin/cos-Funktionsgeberpaar

3.5 Zusammenfassung und Bewertung der Verfahren

Vergleicht man die Eigenschaften der 4 besprochenen Verfahren miteinander, so ist das **Raumzeigerverfahren am einfachsten**: gegenüber den Komponentenfiltern und dem Verfahren mit analytischen Signalen sind aufwendige Phasenschwenkerschaltungen entbehrlich, und im Vergleich zum Verfahren mit Zeigeraddition läßt sich die Gegenkomponente bereits mit einer komplexen Frequenztransformation gewinnen.

Die Fundamentalgleichungen (12b-d) zeigen, daß beim Raumzeigerverfahren das originäre Spektrum RST unverfälscht und im Drehsinn nach Komponenten geordnet in den modalen Bildraum überführt wird, wodurch es sich von den anderen Verfahren wesentlich unterscheidet. So ist es möglich, **aus nur einer Meßgröße** $\underline{g}_n$ oder $\underline{g}_p$ beliebige **Teilschwingungen** n_v und p_v **beider Bildkomponenten** durch Frequenztransformation zu berechnen.

Bei den Verfahren mit Komponentenfiltern und analytischen Signalen werden ähnlich der Zeigeraddition Bild 12 b) Differenzen großer Zahlen gebildet, um so die Teilschwingungen n_v und p_v voneinander zu trennen. Das ist nur näherungsweise möglich, weil die verwendeten Phasenschwenker mit ihren Frequenzabhängigkeiten stationär die Genauigkeit begrenzen und dynamisch mit Zeitkonstanten und Einschwingfehlern behaftet sind.

Die Grundswingungsmittkomponente bestimmt das Drehfeld im wesentlichen; folglich ist sie eine hinreichend bekannte Größe, die sich mit der vorgeschlagenen Kompensationseinstellung von der eigentlichen Meßschaltung fernhalten läßt. Frequenzabhängigkeiten treten im Kompensator nicht auf, wodurch er sich zur Zusammenschaltung mit dem Raumzeigerverfahren besonders eignet. Auf diese Weise werden Probleme

mit Differenzen großer Zahlen für die vorliegende Meßaufgabe entschärft, was der Genauigkeit zugute kommt. Da sich Kompensation und Raumzeigerbildung in Echtzeit praktisch unverzögert und fehlerfrei ausführen lassen, erhält man eine Einrichtung zur Komponenten-Messung, die **hochempfindlich und zugleich schnell** ist.

Nach diesen Gedanken wird in den folgenden Kapiteln das Raumzeiger-Meßgerät zur Analyse von Drehstromgrößen entwickelt.

4. Drehfeld-Ankopplung der Schwingungsgeber

Die sin/cos-Schwingungsgeber des im Kapitel 3. ausgewählten Verfahrens müssen an das elektrische Drehfeld angekoppelt werden, da dessen Frequenz eine veränderliche Größe ist. Die Frequenz-Anpassung erfolgt mit der Zeitfunktion $\xi(t)$, die den Kompensator und den Frequenztransformator gemeinsam ansteuert. $\xi(t)$ ist nach DIN 1311 Blatt 1 der Phasenwinkel eines Schwingungsvorgangs, den man zweckmäßig nach Gl. (23) aufspaltet /16/:

$$\xi(t) = \omega_N \cdot t + \delta(t) + \delta_0 \quad (23a)$$

mit

$$\dot{\xi}(t) = \omega(t) = \omega_N + \dot{\delta}(t) \quad (23b)$$

Der Bezugszeitpunkt für die Schwingung wird mit dem Nullphasenwinkel δ_0 festgelegt, stationäre und nichtstationäre Abweichungen der Kreisfrequenz ω vom Nennwert ω_N der Grundschwingung $v = 1$ berücksichtigt man mit dem zeitlich veränderlichen Anteil $\dot{\delta}$.

Im folgenden werden Verfahren angegeben, mit denen sich $\xi(t)$ an das Drehfeld anpassen läßt. Diese Anpassung erfolgt stets mit dem Spannungsdrehfeld, da die Stromgrößen viel stärker schwankungsbehaftet sind.

Oszillogramme zum dynamischen Verhalten der aufgeführten Schaltungen werden im Abschnitt 5.4.4 bei den Anwendungen des Meßgeräts gezeigt.

4.1 Schaltung mit festen Kreisfrequenzen

Am einfachsten ist es, beide Kreisfrequenzen ω_N und $\dot{\delta}$ konstant vorzugeben. Damit die Kompensation erfolgreich ist, muß der Nullphasenwinkel δ_0 zu Beginn eines jeden Meßintervalls mT (s. Bild 4, Abschnitt 3.3.2.1) berücksichtigt werden. Hierzu ist die Anordnung Bild 14 geeignet. Die Kreisfrequenz ω wird am Ort 1 additiv gewonnen und dem - nichtinvertierend beschalteten - Integrierer 2 zugeführt. Mit dem Steuersignal $S1 = 0$ wird der Integrierer über das ODER-Gatter 3 an seinem Digital-eingang S2 für die Dauer des Meßintervalls mT zur Integration freigegeben. Mit der Freigabe startet die Sägezahnfunktion $\xi(t)$ beim Nullphasenwinkel δ_0 , den der Analogschalter 4 in den Synchronisierpausen zwischen den Meßintervallen dem Integrierer als Anfangswert eingibt; beim Erreichen der oberen Integrationsgrenze 2π springt $\xi(t)$ dann auf den inzwischen umgeschalteten neuen Anfangswert 0. Der Vorgang wiederholt sich fortlaufend, bis die Schaltung mit der steigenden Flanke von $S1$ das Meßintervall abschließt und eine Synchronisierpause einlegt.

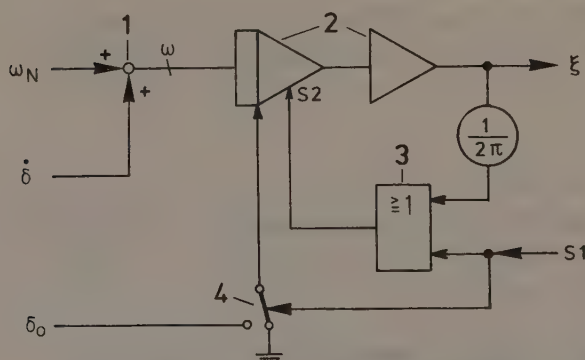


Bild 14 Synchron anlaufender Sägezahngenerator für die Zeitfunktion ξ .

Synchronisierpause: $S1 = 1, \xi = \delta_0$

Meßintervall ($0 \leq t \leq mT$): $S1 = 0, 0 \leq \xi(t) \leq 2\pi$

Grundsätzlicher Nachteil dieses einfachen Verfahrens ist das Auftreten von Schwebungen, die die Kompensation und Frequenztransformation beeinträchtigen und sich so als Fehler bemerkbar machen. Ursache der Schwebungen sind die zwar geringen, aber bei der geforderten Empfindlichkeit ins Gewicht fallenden unregelmäßigen Schwankungen der Netzfrequenz.

Probemessungen zeigten, daß wegen dieser Schwebungen mit der Anordnung Bild 14 bei eingeschaltetem Kompensator Meßzeiten mT selten über 10 s möglich sind /47, 56/. Um den Vorteil der Kompensation auch für große Meßdauer, wie sie etwa Abschnitt 2.1 fordert, nutzen zu können, muß die veränderliche Kreisfrequenz δ schon während des Meßintervalls mT durch eine geeignete Drehfeld-Frequenzmessung fortlaufend angepaßt werden. Dann sind auch die beschriebenen Fehler vollständig eliminiert.

4.2 Anpassung durch Dreiphasen-Frequenzmessung

Die Frequenz eines einzelnen Schwingers ist nach DIN 1311 Blatt 1 der Kehrwert der Periodendauer, die man am einfachsten aus dem zeitlichen Abstand der Nulldurchgänge der schwingenden Größe bestimmt. Setzt man die Frequenz des Schwingers mit einer Phasensynchronisierschaltung nach /1, 2/ hoch, so läßt sie sich auch direkt durch Impulszählung über eine feste Torzeit gewinnen. Harmonische können die Nulldurchgänge so verschieben, daß die Zeitmessung oder die Impulszählung verfälscht wird. Hiergegen müssen geeignete Maßnahmen ergriffen werden.

Bei einem Mehrphasenschwinger wie dem elektrischen Drehfeld könnte man die Messung in allen 6 Leiter- und Leitererdspannungen durchführen und die Ergebnisse dann mitteln. Einfacher ist es, die Frequenz ω aus der mitlaufenden Komponente zu be-

stimmen und an diese auch den Nullphasenwinkel δ_0 anzupassen: Dann arbeitet der von ξ gesteuerte Kompensator stets optimal.

Eine solche Dreiphasen-Frequenzmessung ist mit denjenigen Verfahren des Abschnitts 3.3.2 möglich, die die spektrale Trennung erst im Bildraum vollziehen: die Verfahren mit Raumzeigern, Komponentenfiltern und analytischen Signalen. Im folgenden werden die Frequenzmessung nach dem Raumzeigerverfahren und mit Komponentenfiltern einander gegenübergestellt. Das Verfahren mit analytischen Signalen bleibt außer Betracht, da es wie die Komponentenfilter frequenzabhängig arbeitet und dabei noch aufwendiger ist.

4.2.1 Meßkreis mit Komponentenfilter

Diese Drehfeld-Ankopplung zeigt Bild 15. Dem Komponentenfilter **1**, das nach Abschnitt 3.3.2.2 ausgeführt ist, entnimmt man die p-Ausgangsgröße und befreit sie mit einem Bandpaß **2** von störenden Harmonischen. Es schließt sich eine Phasensynchronisierschaltung (**Phase-Locked-Loop**) an, die eine Sägezahn-schwingung ξ derart erzeugt, daß diese mit der geglätteten p-Komponente phasenstarr gekoppelt ist. Dazu mißt der Phasendetektor **3** den Phasenverschiebungswinkel $\Delta\varphi$ zwischen der einlaufenden Sinusschwingung und der erzeugten Sägezahn-schwingung. Am Ort **4** erfolgt der Vergleich mit dem als Sollwert vorgegebenen Nullphasenwinkel δ_0 , mit dem sich der Phasengang von Komponentenfilter und Glättungseinrichtung ausgleichen läßt. Aus dem Regler **5** mit integralem Anteil tritt die veränderliche Kreisfrequenz $\dot{\delta}$ aus und wird am Ort **6** mit dem Arbeitspunkt ω_N beaufschlagt. Diese Nennwertaufschaltung minimiert zum einen die Einschwingzeit beim Zuschalten des Regelkreises an das speisende Netz, zum anderen erhöht sie die Empfindlichkeit der Frequenzmessung. Der Sägezahn-generator **7** läßt sich wie in Bild 14 ausführen, die Umschaltung des Integrierer-

Anfangswerts entfällt dabei. Die Ausgangsgröße der PLL ist der gesuchte Phasenwinkel ξ ; er wird auf den zweiten Eingang des Phasendetektors gelegt und so der Regelkreis geschlossen.

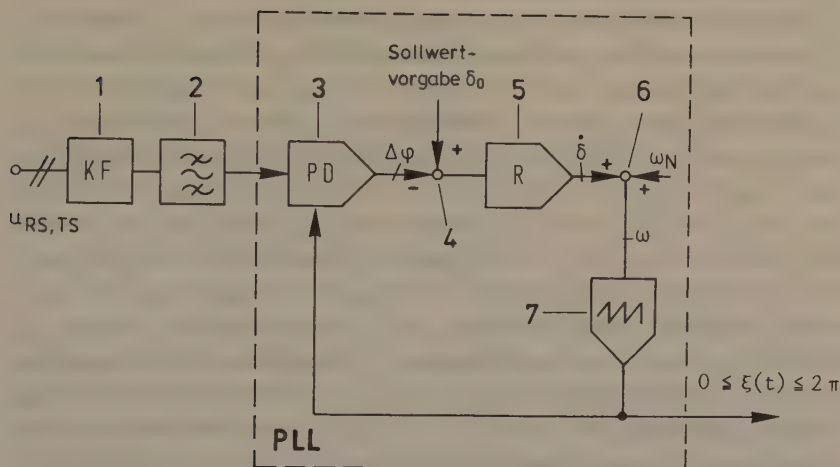


Bild 15 Drehfeld-Phasenwinkelmessung mit Komponentenfilter

Zur Messung des Phasenverschiebungswinkels $\Delta\varphi$ sind aus der PLL-Schaltungstechnik verschiedene **Phasendetektoren** bekannt /2/, die sich nach DIN 19 225 und 19 226 entsprechend ihrem wirkungsmäßigen Verhalten als **stetige** oder als **unstetige** Glieder bezeichnen lassen. Stetige Phasendetektoren bilden wertkontinuierliche Ausgangsgrößen, bei den unstetigen sind sie wertdiskret. Je nach dem Verhalten ist entweder der Ober- Oberschwingungsgehalt oder das Phasenrauschen der gebildeten Größe $\Delta\varphi$ entscheidend. Diese Störanteile müssen durch Filterung reduziert werden, damit sie die Ausgangsgröße ξ nicht beeinträchtigen.

Beim **unstetigen Phasendetektor** werden die einlaufende und die erzeugte Schwingungsgröße zunächst rechteckgewandelt und dann entweder mit **statischen** oder **dynamischen** Schaltgliedern (DIN 40 700, Teil 14) die Koinzidenzzeit der Rechtecke gemessen. Aus der Koinzidenzzeit wird eine rechteckmodulierte Ausgangsgröße so abgeleitet, daß ihr zeitlicher Mittelwert genau dem gesuchten Phasenverschiebungswinkel $\Delta\varphi$ entspricht und bei geschlossenem Regelkreis Bild 15 mit der Sollwertvorgabe δ_0 übereinstimmt. Mit dem Regelvorgang ändert sich nur das Tastverhältnis der $\Delta\varphi$ überlagerten Rechteckmodulation, die Amplitude der Rechtecke bleibt konstant. Verwendet man hierzu **statische** Schaltglieder, so verhält sich die PLL wie eine Zweipunktregelung: $\Delta\varphi$ wird ständig zwischen zwei Festwerten umgeschaltet, von denen der eine den Sägezahngenerator 7 zunächst beschleunigt und ihn der andere dann wieder abbremst, was zu großem Oberschwingungsgehalt der Meßgröße $\Delta\varphi$ bei vergleichsweise geringem Phasenrauschen führt /2, 29/. Etwa umgekehrt liegen die Verhältnisse bei dem **dynamischen** Phasendetektor, der neben den Schaltzuständen "Beschleunigen" und "Bremsen" ähnlich einer Dreipunktregelung noch über eine Zwischenstellung verfügt, in der $\Delta\varphi$ mit einem Speicherglied konstant gehalten wird /2, 29/. Der Beschleunigungs- und der Bremsbefehl sind bei dieser Anordnung nur von sehr kurzer Dauer, dementsprechend gering ist der Oberschwingungsgehalt der Größe $\Delta\varphi$. Der unstetige Phasendetektor kommt in beiden Ausführungen mit minimalem Elementaufwand aus, wie es das Beispiel des weit verbreiteten CMOS-Bausteins 4046 zeigt /29, 46/.

Geringeres Rauschen im Vergleich zum dynamischen und verminderten Oberschwingungsgehalt gegenüber dem statischen erzielt man mit einem **stetigen Phasendetektor**, der etwa nach Gl. (10b) mit einer Frequenztransformation multiplikativ arbeitet: Dazu wird die einlaufende reelle Schwingung - im Bild 15 die von ihren Harmonischen befreite p-Ausgangsgröße des Komponentenfilters - mit einem Einheitsdrehzeiger $e^{-j\omega t}$

so frequenztransformiert, daß die Grundswingungsamplitude als komplexes Gleichglied $\hat{u}_{p1}$ stehen bleibt, aus dessen Real- und Imaginärteil sich mit geeigneten Rechenbausteinen dann der gesuchte Phasenverschiebungswinkel $\Delta\varphi$ gewinnen läßt. Der so frequenztransformierten p-Ausgangsgröße ist noch die mit doppelter Frequenz 2ω schwingende konjugiert komplexe Größe $\hat{u}_{p1}^*$ überlagert, die genügend bedämpft werden muß. Der recht große Elementeaufwand einer solchen Anordnung läßt sich mindern, wenn im Bild 15 am Ort 4 nur der Real- oder der Imaginärteil anstelle des durch Rechnung zu bestimmenden Winkels $\Delta\varphi$ vorzugsweise zu Null geregelt wird, wovon integrierte PLL-Schaltkreise häufig Gebrauch machen /2, 46/.

4.2.2 Meßkreis mit Raumzeigerkomponenten

Die Qualität der Drehfeld-Ankopplung läßt sich steigern, in dem man die Phasensynchronisierung durch Frequenztransformation nicht einphasig, sondern dreiphasig ausführt und auf den Zeiger der Mitkomponente derart anwendet, daß der **Raumzeiger** im zeitlichen Mittel konstant **stehen bleibt**. Dann verbleiben nur noch die Gegenkomponente und die Harmonischen mit ihren vergleichsweise kleinen Amplituden als zeitabhängige Größen. Folglich sind die schwingenden Störanteile bei einem solchen stetigen Dreiphasendetektor erheblich geringer als bei dem stetigen Einphasendetektor des vorigen Abschnitts und lassen sich demnach durch Glättung viel leichter beseitigen.

Mit diesen Überlegungen entfällt in Bild 15 das Komponentenfilter 1 und der Bandpaß 2; für den Phasendetektor 3 ist dann die Anordnung Bild 16 einzusetzen. Deren Eingang 1 wird die nach Gl. (2) in ihren Real- und Imaginärteil zerlegte zeitabhängige Gegenkomponente $2u_n$ zugeführt, in deren Spektrum Gl. (12c) die Mitkomponente $\hat{u}_{p1}^*$, die zur Synchronisierung benötigte Größe ist. Die Gegenkomponente wird mit dem Drehzeiger

$e^{j\xi}$, der aus dem sin/cos-Schwingungsgeberpaar **2** austritt, in die Raumzeigerkomponente $2\underline{u}_z$ frequenztransformiert. Dazu dient der Multiplizierer **3**, der wie in Bild 4 beschaltet ist. Mit dem Tiefpaß **4** wird der Raumzeiger von seinen schwingenden Störgrößen befreit und danach im Rechenwerk **5** der Phasenverschiebungswinkel $\Delta\varphi$ zwischen der Grundschwingungsmittkomponente und der Sägezahnsschwingung $\xi(t)$ gebildet.

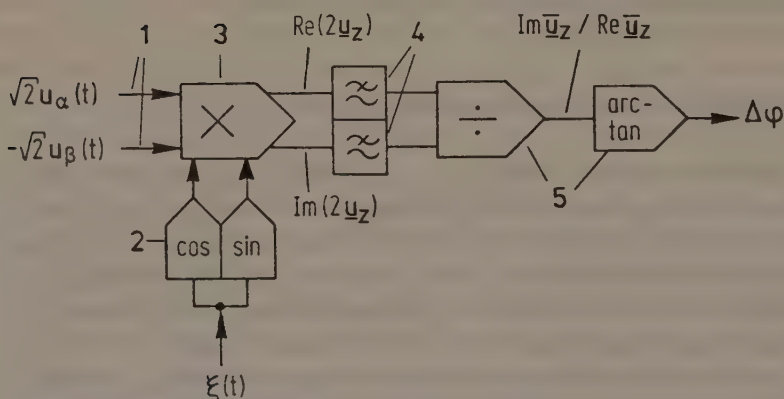


Bild 16 Phasendetektor für den Raumzeiger

Die Sollwertvorgabe des Nullphasenwinkels δ_0 im Bild 15 ist für die vorliegende Anwendung entbehrlich, da eine Phasenkorrektur vorgeschalteter Filter nun entfällt. Der mit ξ angesteuerte Kompensator ist nämlich genau dann an die Grundschwingungsmittkomponente synchronisiert, wenn die Bedingungen

$$\text{Im}(2\underline{u}_z) = 0 \quad \text{und}$$

$$\text{Re}(2\underline{u}_z) > 0$$

erfüllt sind. Deshalb kann man vereinfachend das Rechenwerk 5 im Bild 16 weglassen und braucht lediglich den Imaginärteil zu Null zu regeln. Diese minimierte Struktur zeigt Bild 17; sie erlaubt es, die Glättung des Imaginärteils dem integral wirkenden Regler zu überlassen.

Da die im Bild 17 gestrichelt zusammengefaßten Funktionen des **Phasendetektors** bereits in der Raumzeiger-Meßeinrichtung Bild 4 enthalten sind, ist der zusätzliche Elementeaufwand zur Drehfeld-Ankopplung mit Raumzeigerkomponenten gering.

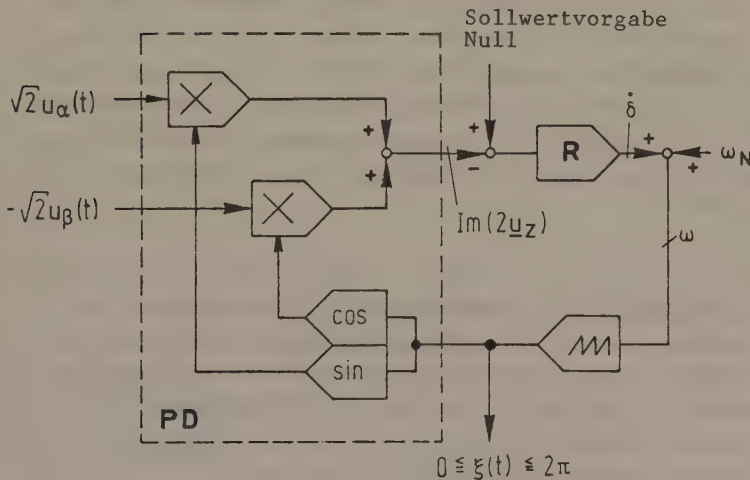


Bild 17 Dreiphasen-Frequenzmesser mit Regelung des Raumzeiger-Imaginärteils

Bemerkenswert ist, daß ein solcher nach Bild 17 ausgeführter Phasenregelkreis auch im Netzkurzschluß $u_\alpha = u_\beta = 0$ stabil bleibt und dabei der Sägezahngenerator mit konstanter Frequenz weiterschwingt: Die Soll-Istwert-Differenz am Reglereingang verläßt nicht den stationären Wert Null; folglich speichert der Integralregler die vor dem Kurzschluß gemessene Frequenz $\hat{\omega}$ und braucht dann bei Spannungswiederkehr nur noch wenig nachzustellen.

Diesen Vorteil nutzt man in der Stromrichtertechnik mit ähnlichen Schaltungen z.B. nach /3/ zum Stabilisieren und Glätten der Synchronisierspannung von Steuersätzen.

4.3 Zusammenfassende Bemerkungen

Die Frequenz elektrischer Netze ist eine veränderliche Größe. Deshalb müssen der gemeinsam angesteuerte Kompensator und der Frequenztransformator mit dem Phasenwinkel ξ an das Drehfeld gekoppelt werden. Dazu werden neben einer sehr einfachen Schaltung mit festeingestellten Kreisfrequenzen bei kurzer Meßdauer Verfahren zur fortlaufenden Frequenzanpassung beschrieben, die schwebungsfreie Signalverarbeitung auch bei großer Meßdauer gewährleisten.

Der Meßkreis mit Komponentenfilter wurde in /33/ zur Drehfeld-Ankopplung für die Gegenspannungsmessung vorgeschlagen. Zum Einsatz gelangte eine aus einzelnen Elementen aufgebaute PLL mit unstetigem, dynamischem Phasendetektor, mit der bessere Genauigkeiten als bei dem integrierten CMOS-PLL-Baustein 4046 zu erzielen waren /29, 67/. Mit ihr wurde zunächst der Kompensator des Meßgeräts erprobt /47, 56, 67/.

Als anschließend auch der Frequenztransformator zur Verfügung stand, konnten mit ihm sowohl die Version des Komponentenfil-

ters mit stetigem Phasendetektor als auch der Dreiphasen-Frequenzmesser mit Raumzeigern getestet werden. Dabei erwies sich die Drehfeld-Ankopplung mit Raumzeigern stationär und dynamisch als die günstigste.

Eine abschließende Bewertung der genannten Verfahren erfolgt im Abschnitt 5.4.4.5 nach Diskussion der Meßergebnisse, die als Oszillogramme vorliegen.

5. Hohempfindliches Raumzeiger-Meßgerät

In diesem Kapitel werden die Ausführung des entwickelten Raumzeiger-Meßgeräts besprochen und Beispiele zur Analyse von Drehstromgrößen gegeben.

5.1 Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitung wird in zwei Teilen verwirklicht: Der eine ist ein hohempfindlicher **Echtzeitwandler**, mit dem sich die Teilschwingungen der Komponenten ohne Glättungseinrichtung rasch gewinnen lassen; ihm nachgeschaltet ist ein integrierender **Mittelwertbildner** für große Meßzeiten, wie sie Abschnitt 2.1 fordert.

Verwendet man für den Kompensator und den Frequenztransformator die gleiche Zeitfunktion $\xi(t)$ und führt die Frequenztransformation mit der Grundschiwingung $\nu = 1$ aus, so gilt mit Abschnitt 3.3.2.1, Gl. (12c) für das Spektrum des Raumzeigers $\underline{u}_z = e^{j\xi} \underline{u}_n$ der Spannung mit $\xi = -\omega t$

$$\begin{aligned} \underline{u}_z = \frac{1}{2} \left[(\hat{u}_{p1}^* - \hat{u}_{pk}^*) e^{-j2\omega t} + \hat{u}_{n1} + \right. \\ \left. + \sum_{\substack{\nu=0 \\ \nu \neq 1}}^{\infty} (\hat{u}_{p\nu}^* e^{-j(\nu+1)\omega t} + \hat{u}_{n\nu} e^{j(\nu-1)\omega t}) \right] \end{aligned} \quad (24a)$$

und mit $\xi = +\omega t$

$$\begin{aligned} \underline{u}_z = \frac{1}{2} \left[(\hat{u}_{p1}^* - \hat{u}_{pk}^*) + \hat{u}_{n1} e^{j2\omega t} + \right. \\ \left. + \sum_{\substack{\nu=0 \\ \nu \neq 1}}^{\infty} (\hat{u}_{p\nu}^* e^{-j(\nu-1)\omega t} + \hat{u}_{n\nu} e^{j(\nu+1)\omega t}) \right], \end{aligned} \quad (24b)$$

wobei

$$\hat{u}_{pk} = \hat{u}_{pk} e^{j\varphi_{pk}}$$

die Kenngrößen des Mitsystem-Kompensators darstellen. Die Bezugsfrequenz ω für die Reihenentwicklung (24) wird mittels Dreiphasen-Frequenzmessung nach Kapitel 4, Gl. (23b) bestimmt.

Der Raumzeiger $\underline{u}_z$ der Spannung in Gl. (24) wird vom Echtzeitwandler gebildet. Bei den Stromgrößen, die auch gemessen werden sollen, entfällt in der Gleichung der Anteil der Kompensation. Zur Spektral-Analyse läßt sich die Frequenztransformation auch mit anderen Frequenzen $v \neq 1$ vollziehen, so daß dann die betreffende Harmonische in Gl. (24) als komplexes Gleichglied auftritt; dabei bleibt die Kompensation stets an die Grundschwingung $v = 1$ gebunden.

Im Mittelwertbildner wird anschließend der Raumzeiger integriert und dann der Betrag der Komponenten gebildet. Mit Gl. (24) erhält man für die Spannungsgegenkomponente der Grundschwingung die Beziehung

$$\hat{u}_{n1} = \sqrt{(\operatorname{Re} \hat{u}_{n1})^2 + (\operatorname{Im} \hat{u}_{n1})^2} . \quad (25)$$

Die Mitkomponente der Spannung setzt sich aus dem gemessenen Mitsystem-Rest $\hat{u}_{pr}$ und dem Kompensationsmitsystem $\hat{u}_{pk}$ zusammen:

$$\hat{u}_{p1} = \sqrt{(\operatorname{Re} \hat{u}_{pr}^* + \hat{u}_{pk})^2 + (\operatorname{Im} \hat{u}_{pr}^*)^2} , \quad (26)$$

dessen Imaginärteil nach Abschnitt 3.4, Bild 13b zu Null ge-

wählt ist. Der Unsymmetriegrad bestimmt sich zu

$$k_u = \hat{u}_{n1} / \hat{u}_{p1} . \quad (27)$$

Diese Rechnung erfordert einen großen Zahlenbereich.

Für die Stromgrößen läßt man in Gl. (26) die Kompensation weg, ebenso bei den Harmonischen $v \neq 1$.

5.1.1 Grenzen der Analogtechnik

Um die mit Mitteln der Analogtechnik erreichbaren Empfindlichkeiten abschätzen zu können, wurden im Rahmen der Inbetriebnahmearbeiten für einen Analogrechner dessen Elemente statisch und dynamisch ausgemessen und Möglichkeiten zum genauen Abgleich untersucht /66/.

Dabei zeigte sich, daß die Rechenverstärker für die geforderte hohe Empfindlichkeit gut geeignet sind. Deshalb läßt sich die Umwandlung der RST-Größen in ein verkettetes Originalsystem in V-Schaltung, das nach Abschnitt 3.2, Tabelle 4 leichter zu transformieren ist, ebenso wie die Pegelanpassung der Meßgrößen des Netzes an die Geräteelektronik genügend genau mit Operationsverstärkern vollziehen, die als integrierte Bausteine mit noch besseren Daten als beim Analogrechner verfügbar sind /46/. Dann hängen die Wichtungsfaktoren nur noch von den Koppelnetzwerken der Verstärker ab. Da die Originalgrößen R, S und T bis hin zu der Stelle, an der der Kompensator wirksam wird, exakt gleich gewichtet werden müssen, damit kein Gegensystem vorgetäuscht wird, werden für die Koppelnetzwerke Metallfilmwiderstände in hoch-temperaturstabiler Ausführung /46/ mit einem niederohmigen Wendelpotentiometer zum Feinabgleich in Reihe geschaltet /64, 66, 67/. Die Einstellung solcher Netzwerke läßt sich dann vergleichsweise

einfach durch Differenzabgleich mit einem potentialfreien hochempfindlichen Nullinstrument durchführen, wie es bei Meßbrücken eingesetzt wird /46/ (Näheres s. Kapitel 6). Verbleibende Abweichungen des Absolutwertes der Wichtungsfaktoren von ihren Sollwert gehen in das Meßergebnis nur beim Betrag der Komponenten Gl. (25, 26) ein, beim Unsymmetriegrad kürzen sie sich vorteilhaft heraus /62/. Die einfache Methode des Differenzabgleichs läßt sich allerdings nicht auf diejenigen Zweige mit irrationalen Koeffizienten anwenden, die beim Raumzeigerverfahren nach Bild 4 zur **Koordinatentransformation 2** benötigt werden. Sie müssen mit einer Meßbrücke eingestellt werden. Die Anforderungen werden entschärft, wenn die **Kompensation vor dieser Stelle** erfolgt.

Bei den getesteten Integrierern sind Driftfehler bis zu $\pm 0,2\%/min$ für große Meßintervalle störend, da sie sich voll auf das Meßergebnis auswirken /66/. Die Fehler der Rechenelemente sin/cos-Funktionsgeber sowie Zweiparabel-Multiplizierer liegen bei $\pm 1\%$, wenn ihre Diodennetzwerke zur Kennliniennachbildung sorgfältig nach den Abgleichvorschriften /66/ justiert sind, was zeitlich sehr aufwendig ist. Auf Grund dieser, durch den Abgleich nicht wegzubringenden Linearitätsfehler der Funktionsgeber und Multiplizierer werden im Zuge der Frequenztransformation neben dem Zeiger der gesuchten Teilschwingung auch die Zeiger anderer Teilschwingungen zum Stehen gebracht, was die Messung beeinträchtigt: Wirken sich solche Nichtlinearitäten auf die Grundschwingungskomponente aus, so überlagert sich dem Meßergebnis ein fehlerhaftes Gleichglied in der Größenordnung des verursachenden Elementefehlers; trifft die Nichtlinearität andere Schwingungen, dann sind die Meßfehler entsprechend deren kleineren Amplituden gemindert /58/.

Um praktische Erfahrungen mit dem Zusammenwirken solcher Fehlerquellen zu gewinnen, wurden in /64/ das Raumzeigerverfahren (ohne Kompensator) und zum Vergleich einige Komponentenfilter

auf dem Analogrechner getestet. Beim Raumzeigerverfahren lag die erreichte Empfindlichkeit $1/\Delta k_u$ bei 4/%; mit analogen Komponentenfiltern ließen sich bei stabilisierter Drehfeldfrequenz geringfügig bessere Werte erzielen.

Der Schritt zur **digitalen Signalverarbeitung** ist im Hinblick auf die Empfindlichkeitsanforderungen des Abschnitts 2.1 also **notwendig**, da mit diesen Ergebnissen vor allem der Kompensator analog nicht genügend genau zu verwirklichen ist; auch der Abgleichaufwand spricht gegen die analoge Technik.

5.1.2 Anwendung des Kompensationsprinzips

Die Fähigkeiten digitaler Meßtechnik sind durch Quantisierung und Abtastrate der Analog/Digital-Wandlung eingeengt: Von einem n-Bit Wandler lassen sich Amplituden von Sinusgrößen mit einer Empfindlichkeit von 2^{n-1} erfassen, wenn seine differentielle Nichtlinearität auf die Hälfte des niederwertigsten Bit spezifiziert ist /37/; merkliche Verfälschungen treten nach dem Abtasttheorem für Zeitvorgänge auf, wenn die analogen Größen Schwingungen mit mehr als der halben Abtastfrequenz enthalten /14, 37/.

Solche Frequenzen müssen mit analogen Tiefpässen unterdrückt werden, die von Konstruktion und Abgleich her sehr aufwendig sind /46/. Für die gestellte Aufgabe ist es wegen der hohen Empfindlichkeitsanforderungen besser, mit schnellen **Abtastraten** z.B. **ab 10 kHz** für genügenden Abstand zum Spektrum der Netzgrößen zu sorgen. Dann lassen sich auch Netzeinschwingvorgänge mit ihren Oberschwingungen prinzipiell genauer als bei einer Bandbegrenzung durch analoge Tiefpässe messen.

Verfolgt man die Entwicklung der Umsetzer-Technologie der letzten Jahre /46/, so sind Tastraten von 10 kHz - 100 kHz bei den A/D-Wandlern mittlerer Quantisierung (12 Bit) Stand der Technik. Wandler höherer Empfindlichkeit sind konstruktiv sehr aufwendig, deshalb erheblich teurer und meist langsamer. Dies ist technologisch bedingt: die A/D-Umsetzung erfolgt seriell durch sukzessive Aufschaltung binär gewichteter Quellenspannungen oder -ströme für den Schwellwertvergleich zur Mustergenerierung /37, 46/. Viel einfacher arbeitet ein D/A-Wandler, der die Quellen für jedes Wort nur einmal parallel aufschaltet; deshalb sind schnelle Digital/Analog-Wandler mit hoher Quantisierung (16 Bit) in gleicher Weise Stand der Technik /46, 58/.

Kombiniert man nun einen solchen D/A-Wandler hoher Quantisierung mit einem A/D-Wandler mittlerer Quantisierung, so läßt sich mit dem im Abschnitt 3.4 aufgezeigten **Kompensationsprinzip** die **Digitalisierung hochempfindlich und zugleich schnell** vollziehen /33, 58/. Somit ist die **technologische Voraussetzung** zum Aufbau des Raumzeiger-Meßgeräts erfüllt. Beide Wandler nutzt man zweckmäßig im Multiplex-Betrieb für mehrere Signalfade, das spart Kosten und vereinfacht den Abgleich.

In der Arbeit /56/ wurde eine solche kompensierte Analog/Digital-Schnittstelle mit einer Drehfeld-Ankopplung aus Komponentenfilter und flankengetriggelter PLL zur Synchronisierung der Abtastschrittweite /47/ zusammengeschaltet und erprobt. Es zeigte sich, daß die Einschwingvorgänge der Wandler und der zu ihrer Kopplung erforderlichen Bausteine ein Zeitintervall von 46 μ s benötigen, das keinesfalls verkürzt werden darf /46/. Wählt man die Abtastfrequenz zu 18 kHz, was einer **Schrittweite** von 1° elektrisch (56 μ s) entspricht und zur Echtzeitsignalverarbeitung genügt, so verbleiben noch 10 μ s hinreichender Spielraum zum Ausgleich bei Phasenschwankungen des Drehfelds /67/.

5.1.3 Technologien für den Digitalteil

Für die Ausführung der digitalen Signalverarbeitung liegt es zunächst einmal nahe, einen Mikrorechner für möglichst viele Operationen einzusetzen. Ein Mikrorechner enthält neben dem Mikroprozessor (Zentraleinheit) noch eine ganze Reihe weiterer hochintegrierter Bausteine, die es dem Prozessor erst ermöglichen, ein Rechenprogramm auszuführen. Die gewählte Hardware und die implementierte Software setzen der Rechengeschwindigkeit feste Grenzen, die Rechengenauigkeit läßt sich durch die Software vorgeben.

In /50, 51, 63/ wurde die Leistungsfähigkeit verschiedener Prozessor-Familien untersucht. Schon mit den gängigen 8 Bit-Systemen erreicht man Genauigkeiten, die den Anforderungen des Abschnitts 2.1 dann bei weitem genügen, wenn die arithmetischen Programme freie Wahl der Operandenlänge gestatten. Unter diesem Gesichtspunkt wurde nun die Software zu den Gl. (25-27) für einen 8 Bit-Mikrorechner mit 8085-Zentraleinheit erstellt /48, 52, 63/. Ein Teil des Programms ist dem Dreiphasen-Frequenzmesser gewidmet, dessen Frequenz ω über die Integrationszeit mT gemittelt wird. Das Programm beansprucht eine optimierte Rechenzeit von etwa 1 s, was für diesen Teil der Signalverarbeitung völlig genügt.

Die Rechengeschwindigkeit läßt sich steigern, wenn man den Mikrorechner mit einem 16 Bit-System realisiert und zusätzlich dem Mikroprozessor noch einen Arithmetik-Prozessor zur Unterstützung beigibt. Der Arithmetik-Prozessor arbeitet auch mit variabler Operandenlänge, dabei ist er an den Daten- und Steuerbus der Zentraleinheit gebunden und wird von ihr verwaltet. Aus dieser Struktur folgen Grenzen für die Leistungsfähigkeit: Es ist bei einem solchen System mit Abstand nicht möglich, die im vorigen Abschnitt konzipierte kleine Schrittweite von 1° zur Abwicklung der Operationen 2-6 des Bildes 4, Abschnitt 3.3.2.1, einzuhalten /46/.

Extrem hohe Rechengeschwindigkeiten, die die Anforderungen mehrfach übertreffen, erreicht man mit Bit-Slice- oder Signal-Prozessoren /46/, die allerdings mit dem Nachteil aufwendiger Entwicklungssysteme und sehr spezialisierter Software verbunden sind, weshalb dieser Weg ausgeschlossen wurde.

Um die vorteilhafte kleine Schrittweite trotzdem einzuhalten, wurden der Digitalteil des Echtzeitwandler und die Integratoren losgelöst vom Mikrorechner aus einzelnen, teilweise hochintegrierten Schaltkreisen in Hardware aufgebaut /47, 65, 67/. Es gelangten überwiegend Bausteine der Low-Power-Schottky-Serie (LS-TTL) zum Einsatz, die genügend schnell sind und den Leistungsbedarf in Grenzen halten; lediglich an einigen laufzeitkritischen Stellen im zentralen Steuerteil des Meßgeräts mußten schnellere Schottky-Schaltungen (S-TTL) verwendet werden /46/. Nachteil der TTL-Familien ist ihre vergleichsweise geringe Störfestigkeit, die beim Aufbau der Schaltungen zunächst zu erheblichen Problemen mit transienten Störspitzen von wenigen Nanosekunden Dauer führte. Da ein schneller Logik-Analysator zur Verfügung stand, ließen sich die Störquellen aufspüren und durch geeignete Schaltungsmaßnahmen ausnahmslos beseitigen /62/. Die Bausteine der CMOS-Familie, die sich in anderen, umfangreichen Systemen /51, 57, 68/ als sehr störfest bewährten, schieden wegen ihrer geringen Schaltgeschwindigkeit /46/ für den vorliegenden Zweck aus.

5.2 Ausführung des Meßgeräts

5.2.1 Der Übersichtsschaltplan

Nach der im Abschnitt 5.1 beschriebenen Signalverarbeitung wird der Übersichtsschaltplan zusammengestellt, den Bild 18 (S. 72) zeigt. Er ist in Baugruppen unterteilt und gibt Aufschluß über deren Zusammenwirken. Die Struktur des Meßgeräts wird durch die beiden Schnittstellen der Signalverarbeitung bestimmt, die strichpunktiert hervorgehoben sind: die **Analog/Digital-Schnittstelle** im **Echtzeitwandler** und die **numerische Schnittstelle** zum **Mittelwertbildner**.

Die **Eingangsstufen** links oben tätigen die Pegelanpassung an die Netzgrößen und schützen die Elektronik gegen transiente Überspannungen. Es folgen Differenzverstärker, sie bilden verkettete Größen der Spannung und des Stromes. Anschließend wird im Spannungszweig die Mitkomponente mit einem digital erzeugten Mitsystem analog **kompensiert**, wozu ein 16 Bit D/A-Wandler und zwei Abtasthalteglieder zur Zwischenspeicherung dienen. Der Stromzweig bleibt unkompensiert; für Sonderanwendungen läßt sich durch Tauschen zweier Steckverbinder zu den Eingangsstufen die Kompensation anstelle mit Spannungsgrößen auch mit den Stromgrößen vollziehen. Die Größen des kompensierten und des nichtkompensierten Zweiges werden mit vier weiteren Abtasthaltegliedern **gleichzeitig abgetastet** und dann wie im Bild 4 des Abschnitts 3.3.2.1 mit konstanten Koeffizienten in analoge Orthogonalkomponenten **$\alpha\beta$ transformiert**. Die nun in ihren Real- und Imaginärteil zerlegte Gegenkomponente wird verstärkt und dann mit einem 12 Bit A/D-Wandler, der multiplex arbeitet, **digitalisiert**. Die Aussteuerung des A/D-Wandlers wird mit zwei analogen Instrumenten, die seinen Eingangspegel abtasten, dem Gerätebenutzer als Spitzenwert getrennt für Spannungs- und Strom-

größen mitgeteilt. So läßt sich leicht überschaubar die am **Einstellfeld** gewählte **Verstärkung v** zur **A/D-Wandlung** und die **Amplitude $\hat{g}_{pk}$** des **Kompensators** kontrollieren.

Die digitalisierten Gegenkomponenten und der Drehzeiger $e^{+j\xi}$ werden an die Eingangsregister des **Frequenztransformators** geführt. Er speist den Datenbus des Raumzeigers, der die Teilprodukte **3** des Bildes 4 jeder Raumzeigergröße mit dem Vorzeichen **5** zeitlich nacheinander führt. Die Verknüpfung dieser Produkte zum Real- und Imaginärteil der Raumzeigerkomponente wird mit wortseriell addierenden Registern erst in den Baugruppen getätigt, die am Datenbus angeschlossen sind. Das ist zunächst die **Echtzeitschnittstelle** im Bild 18 rechts oben. Sie ist mit analogen und digitalen Ausgängen für zwei Raumzeigergrößen ausgestattet, deren **Belegung** (Strom, Spannung, Mitkomponente oder Gegenkomponente als Gleichglied) am **Einstellfeld** mit dem Wahlschalter g_z programmiert wird. Dort wird auch die **Ordnungszahl v** zur Frequenztransformation gewählt. Es folgen zwei **Integrierer-Paare** zur Mittelwertbildung zweier weiterer Raumzeiger. Am Ende eines jeden **Integrationsintervalls**, dessen Dauer mit dem Faktor **m** am Einstellfeld bestimmt ist, werden die Integrierer Bit-seriell ausgelesen und auf ein für den **Mikrorechner** passendes Format gebracht. Der Mikrorechner vollzieht die numerische Auswertung und normiert die Größen anzeigen-gerecht. Er steuert eine aus drei Ziffernfeldern bestehende **Anzeigetafel** an, deren unteres Feld stets die im Integrationsintervall mT gemittelte **Frequenz $\bar{f}$** der Zeitfunktion $\xi(t)$ angibt. Die beiden oberen Felder lassen sich entsprechend den Vorgaben am **Bedienfeld** unabhängig von der Belegung der Raumzeiger-Schnittstelle wahlweise mit dem **Unsymmetriegrad k**, dem **Phasenwinkel φ** oder dem **Betrag g** der **Mitkomponente** oder der **Gegenkomponente** des **Stromes** oder der **Spannung** belegen. Die eingestellte Ordnungszahl **v** gilt für den Mittelwertbildner und die Echtzeitschnittstelle gemeinsam, die

Kompensation und die Raumzeiger-Frequenzregelung sind davon unabhängig fest an die Grundschiwingung gebunden. Alle im Mikrorechner gewonnenen Größen sind über eine **Mittelwert-schnittstelle** mit gleicher Genauigkeit auch extern verfügbar, wozu die Daten seriell ausgelesen werden.

Der Datenbus des Raumzeigers endet an einem weiteren Digital/Analog-Wandler im Bild links unten, wo der Imaginärteil des Raumzeigers aus dem kompensierten Zweig für die Drehfeld-Ankopplung im **Frequenzmeßkreis** benötigt wird. Die analoge Umwandlung hat den großen Vorteil, daß sich der Regler in Analogtechnik sehr einfach ausführen läßt /2/. Die mit dem 12 Bit D/A-Wandler erreichbare Genauigkeit genügt zur Frequenzmessung, da ähnlich der bei der Analog/Digital-Wandlung vollzogenen Kompensation nicht die vollständige Frequenz f , sondern nur der veränderliche Anteil $\dot{\delta}/2\pi$ zu verarbeiten ist und der Nennwert f_N als feste Größe später hinzugefügt wird. Das Regelkonzept für die Drehfeld-Ankopplung ist so ausgelegt, daß sich mit Hilfe des mehrpoligen Umschalters **U** alle der im Kapitel 4 gezeigten Verfahren ausführen lassen, um sie am Netz miteinander vergleichen zu können (Abschnitt 5.4.4): erstens die abschnittsweise Synchronisierung mit im Gerät einstellbaren festen (Umschalter in Stellung **U1**) oder extern einzuspeisenden Frequenzen (**U2**); zweitens die Frequenzmessung über ein **Komponentenfilter** (**U3**) mit unstetigem, dynamischen **Phasendetektor** (nach Abschnitt 4.3) und drittens die Regelung des Raumzeiger-Imaginärteils, der dann anstelle des Phasenverschiebungswinkels $\Delta\varphi$ auf den Reglereingang gelegt wird (**U4**). Der Regler liefert eine Ausgangsspannung, die zur veränderlichen Drehfeldfrequenz $\dot{\delta}/2\pi$ proportional ist. Sie wird im Spannungs/Frequenz-Wandler **u/f** um die Nennfrequenz f_N erhöht und dann mit dem Faktor 360 digital hochgesetzt. Damit beträgt die mittlere Schrittweite der Signalverarbeitung 56 μ s; ihr Kehrwert ist die 18 kHz-Abtastfrequenz f_t .

Dieser Takt f_t wird auf die speicherprogrammierte **Steuerung** gegeben, die als synchron anlaufender, quarzstabilisierter Impulsgenerator mit parallelen Ausgängen f_z alle analogen und digitalen Schaltvorgänge **zentral** aufeinander abstimmt. Mit den gestrichelt zur Steuerung weisenden Verbindungen berücksichtigt das Impulsprogramm die am Bedienfeld des Mikrorechners gewählte Integrierer-Belegung, die am Einstellfeld vorgenommene Raumzeiger-Wahl g_z für die Echtzeitschnittstelle, das Meßintervall mT und schließlich den Nullphasenwinkel δ_0 zur Phasengang-Korrektur des Komponentenfilters. Für die Drehfeld-Ankopplung mit abschnittsweiser Synchronisierung bei manueller oder externer Frequenzvorgabe erhält die Steuerung direkt vom Komponentenfilter einen Synchronisierimpuls (ähnlich dem Steuereingang S1 im Bild 14, Abschnitt 4.1), aus dem sie dann den Beginn des Meßintervalls mT ableitet. Entsprechend der gewählten Drehfeld-Ankopplung wird der Signalpfad f_t der Frequenzregelschleife entweder über den Phasendetektor an der A/D-Schnittstelle oder über den Frequenztransformator im Digitalteil geschlossen.

Der Einheitsdrehzeiger $e^{j\xi}$ und das Kompensationsmitsystem g_{pk} sind nach dem Tabellenverfahren /5/ als diskrete Sinusfunktion mit Wortlängen von 12 Bit und 16 Bit in einem Festwertspeicher **ROM** abgelegt, den ein von der Steuerung geführter digitaler Sägezahngenerator adressiert. Die Größen des Kompensators werden paarweise gleich in verketteter Form aufgerufen, deshalb sind die im Prinzipschaltbild 13 b) des Abschnitts 3.4 zur Umformung orthogonaler Größen gebrauchten Verknüpfungen **2** hier entbehrlich. Der Sägezahngenerator schwingt mit zwei Frequenzen: eine ist stets die Grundschwingung für den Kompensator und die Raumzeiger-Frequenzregelung, die andere ist die am Einstellfeld gewählte Harmonische v .

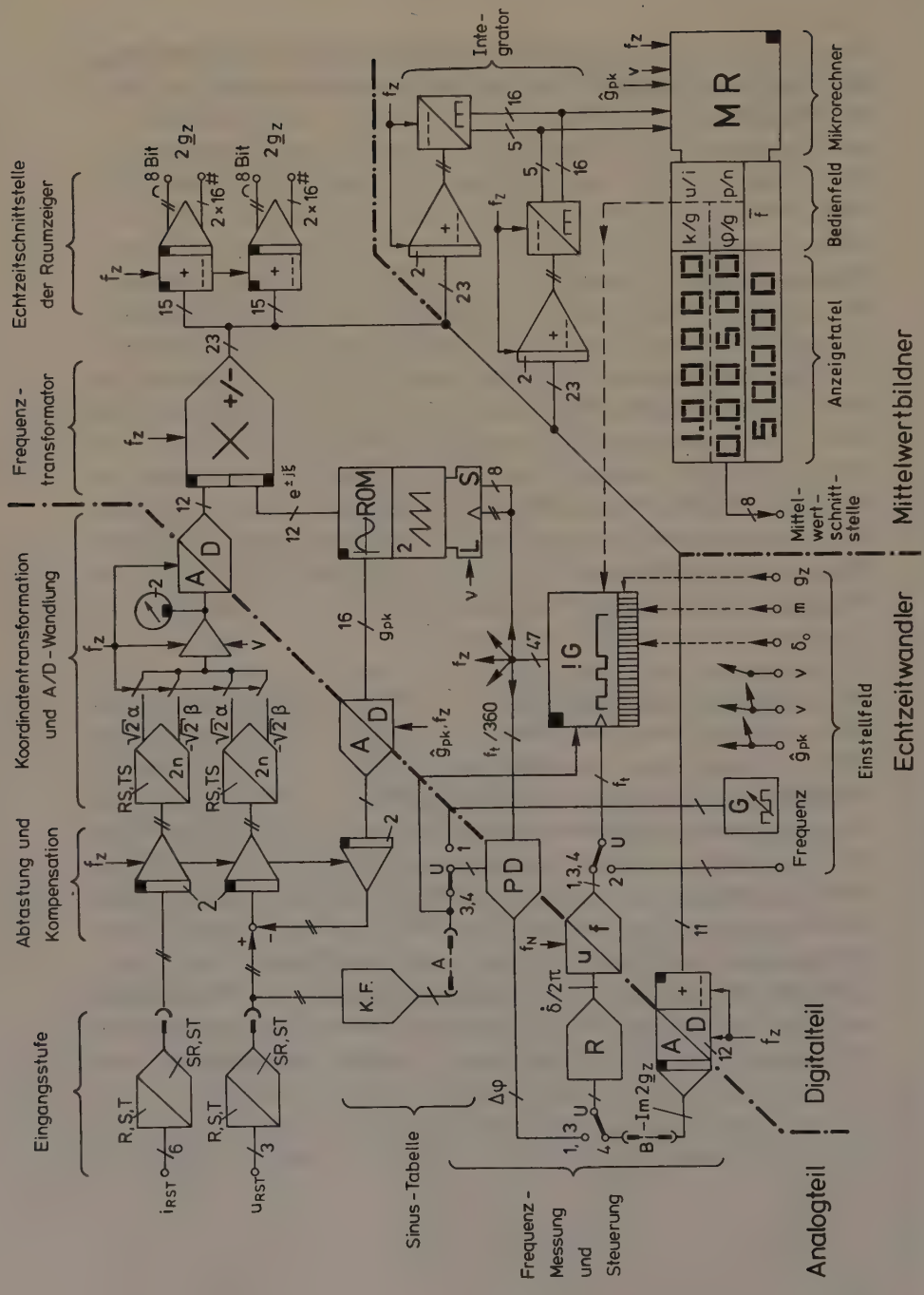


Bild 18 Übersichtsschaltplan des Raumzeigers-Meßgeräts

5.2.2 Erweiterung der Frequenzmessung

In der linken Hälfte des Übersichtsschaltplans Bild 18 sind in den Frequenzmeßkreis zwei Steckplätze **A** und **B** eingeschleift. Dort lassen sich anstelle der gestrichelten Brücken Filterplatinen einsetzen, mit denen die im Regler wirksame Glättung gegebenenfalls verstärkt werden kann.

Diese Einschübe ermöglichen darüberhinaus Erweiterungen der Drehfeld-Ankopplung für Sonderanwendungen. So läßt sich das Meßgerät am Stecker **A** von einer externen analogen Zeitfunktion ($f \leq 59,3 \text{ Hz}$) steuern, mit der dann die am Spannungs- und Stromeingang anliegenden Größen frequenztransformiert werden. Mit dem zweiten Stecker **B** kann die Raumzeiger-Frequenzregelschleife auch über die Echtzeitschnittstelle geschlossen werden; da dort die Ordnungszahl v zur Frequenztransformation variabel ist, kann so die Abtast-Schrittweite auch aus Oberschwingungen des Strom- oder Spannungszweiges abgeleitet werden.

Fügt man in die solcherart extern geschlossene Schleife der Raumzeiger-Frequenzregelung schnelle Rechenbausteine ein, können aus den Spannungs- und Stromraumzeigern andere physikalische Größen, beispielsweise der Fluß rotierender Maschinen, berechnet und mit diesen auch die Drehfeld-Ankopplung vorgenommen werden. Eine Schaltung hierzu wird im Kapitel 7 vorgeschlagen.

5.3 Technische Dokumentation

Die wesentlichen technischen Daten des entwickelten Meßgeräts werden im folgenden Abschnitt 5.4 am Beispiel ausgeführter Messungen dargelegt. Im Anhang dieser Arbeit findet sich ein Schaltplanverzeichnis, aus dem die Zuordnung

der Baugruppen des Übersichtsschaltplans Bild 18 zu den Platinen des Geräts, deren Funktion aufgeführt ist, hervorgeht.

Die Stromlaufpläne und Verdrahtungslisten der Schaltungen sind in /62/ dokumentiert, ebenfalls die Software zur speicherprogrammierten Steuerung und zum Sinus-Festwertspeicher, die Impulsdiagramme der Steuerung sowie die Kalibrierungsfaktoren für den Analogteil und die Analog/Digital-Schnittstelle einschließlich deren Einbindung in die Gleichungen des Mikrorechners.

Die Software des Mikrorechners ist in den Arbeiten /48, 52, 63/ niedergelegt. Das Rechenprogramm ist in Modultechnik organisiert /52/, so läßt es sich leicht erweitern und für sonstige Anwendungen vorteilhaft nutzen.

5.4 Beispiele zur Analyse von Drehstromgrößen

Für den Einsatz im Netz werden Anwendungen des Echtzeitwandlers und des Mittelwertbildners aufgezeigt. Die Drehfeld-Ankopplung wird stationär und dynamisch erprobt.

5.4.1 Gegenspannungsmessung

Die hochempfindliche Gegenspannungsmessung ist mit folgenden Spannungen zwischen den Leitern möglich:

Speisung	Nennspannung
Spannungswandler	110 V
NS-Netze	230 V
Industrienetze	400 V

Tabelle 8 - Netzanschluß zur Spannungsmessung

Die Komponenten dieser Spannungen werden im Mikrorechner nach DIN 13 321 bezugskomponenteninvariant normiert, d.h. ein speisendes Mitsystem nach Tabelle 8 erscheint im Anzeigefeld Bild 18 mit dem Wert 1,0. Der Arbeitsbereich der Eingangsstufen und des Analog/Digital-Wandlers ist so ausgelegt, daß die angegebenen Spannungen ohne Übersteuerung noch um etwa 15 % überschritten werden können. Bis zu diesem Höchstwert läßt sich auch die Amplitude $\hat{g}_{pk}$ des Kompensators verändern; bei Unterspannungen kann sie bis auf 83 % des Nennwertes abgesenkt werden.

Neben dem direkten Netzanschluß steht noch ein Eingang mit elektronischen Pegeln ± 10 V zur Verfügung. Dort läßt sich beispielsweise der in /49/ entwickelte ohm'sch-kapazitive Spannungsteiler für Mittelspannungsnetze anschließen.

5.4.1.1 Auswertung mit dem Mittelwertbildner

Die Meßzeit ist mit dem Faktor m als ganzzahliges Vielfaches der Grundperiode T von etwa 0,2 s bis 33 min vorgebbar. Mit ihr werden die Integrationsdauer und beim Verfahren mit abschnittsweiser Synchronisierung für feste Frequenzen auch die Synchronisierzeitpunkte vorgegeben. Da der Mikrorechner für die Ausführung seines Programms etwa 1 s braucht, wird bei kürzer gewählter Meßzeit nur ein Teil der integrierten Werte auf die Anzeigetafel gegeben.

Zur Anpassung an die Netzgrößen ist die Verstärkung v des Analog/Digital-Wandlers im kompensierten (Spannungs-)Zweig mit den folgenden Festwerten wählbar:

$$v = 1, 4, 8, 21, 32.$$

Der unkompensierte (Strom-)Zweig wird mit dem derzeitigen

Taktprogramm der Steuerung nicht verstärkt.

Der Mikrorechner rundet den Betrag der Komponenten und den Unsymmetriegrad für die Anzeige (vgl. Bild 18) auf 5 Stellen nach dem Komma. Zur Erprobung der Empfindlichkeit wurde das Meßgerät an ein elektronisch erzeugtes, stabiles Spannungsdrehfeld geschaltet und dabei der Unsymmetriegrad einmal zu 1 % und dann zu 2 % vorgegeben. Beide Male konnten Änderungen der Gegenkomponente von 1-2 Ziffernschritten an der 5-ten Stelle hinter dem Komma von dem Meßgerät erfaßt werden (Bedienfeld in Stellung k_u , Meßzeit $mT = 2$ s, Verstärkung $v = 32$, Frequenzmessung aus dem Raumzeiger).

Das entspricht einer Empfindlichkeit zur Spannungsunsymmetrie-Messung von $1/\Delta k_u \approx 5 \cdot 10^4$, was die gestellten Anforderungen deutlich übertrifft.

Im Zuge der im Niederspannungsnetz der Universität Erlangen ausgeführten ersten Gegenspannungsmessungen ergaben sich Unsymmetrien stets unter 0,5 %; die kurzzeitigen Schwankungen lagen bei 0,01 % bis 0,02 % (Meßzeit $mT = 2$ s, Verstärkung $v = 21$, Frequenzmessung aus dem Raumzeiger).

5.4.1.2 Anwendung der Echtzeitschnittstelle

Mit dem Analog-Ausgang des Echtzeitwandlers läßt sich die Netzunsymmetrie praktisch unverzüglich erfassen, in dem man den Real- und Imaginärteil des Raumzeigers auf die beiden Achsen eines Oszillographen gibt.

Die Quantisierung des Raumzeiger-Analogausgangs im Bild 18 ist, weil insgesamt 4 Wandler benötigt werden, nur zu 8 Bit gewählt. Höhere Genauigkeiten erreicht man, falls erforder-

lich, mit externen D/A-Wandlern, die direkt an die eingebauten 16 Bit-Digitalausgänge gesteckt werden können (Kodierung: Zweier-Komplement /62/).

Bild 19 gibt ein Beispiel für die Auswertung mit dem Oszillographen. Teil a) zeigt den unkompensierten Spannungsraumzeiger als stehende Größe, dem die zeitabhängige Gegenkomponente überlagert ist. Dazu ist der Frequenztransformator mit $v = 1$ an die Grundschiwingung geschaltet, die durch Regelung des Raumzeiger-Imaginärteils gewonnen wird. Bei wirksamem Kompensator läßt sich im Bild b) wegen der kleinen Schrittweite von nur 1° schon mit 8-facher Verstärkung die nach Gl. (24b) mit doppelter Frequenz umlaufende Grundschiwingungsgegenkomponente gut auflösen. Ihr Zeiger dreht sich im Uhrzeigersinn, da hier zur Darstellung die s-Komponente nach Gl. (5) verwendet ist.

Die Wahl der 8 Bit-D/A-Wandler hat zur Folge, daß das Raster im Bild 19 a) vergleichsweise grob erscheint. Dies kann in Kauf genommen werden, weil alle interessierenden Einzelheiten nach Kompensation und anschließender Verstärkung deutlich genug zu sehen sind, wie Bild 19 b) zeigt.

Mit dem Echtzeitwandler läßt sich der Real- und Imaginärteil solcher Raumzeigergrößen auch als Zeitfunktion analog mit einem Schreiber auswerten oder digital mit dem in den Arbeiten /51, 55/ hierzu speziell entwickelten schnellen PCM-System auf Magnetband ablegen. Besonderes Merkmal dieses PCM-Systems ist seine Anschlußkompatibilität an handelsübliche Audio-Band- und Kassettenmaschinen (siehe /60, 61/). Solch eine Digitalspeicherung hat den Vorteil, daß die aufgezeichneten Größen mit dem Raumzeiger-Meßgerät bei veränderlicher Ordnungszahl v und Integrationszeit mT nach unterschiedlichen Kriterien mehrmals nacheinander analysiert werden können. Für diesen Zweck kann der obere Eingang des Fre-

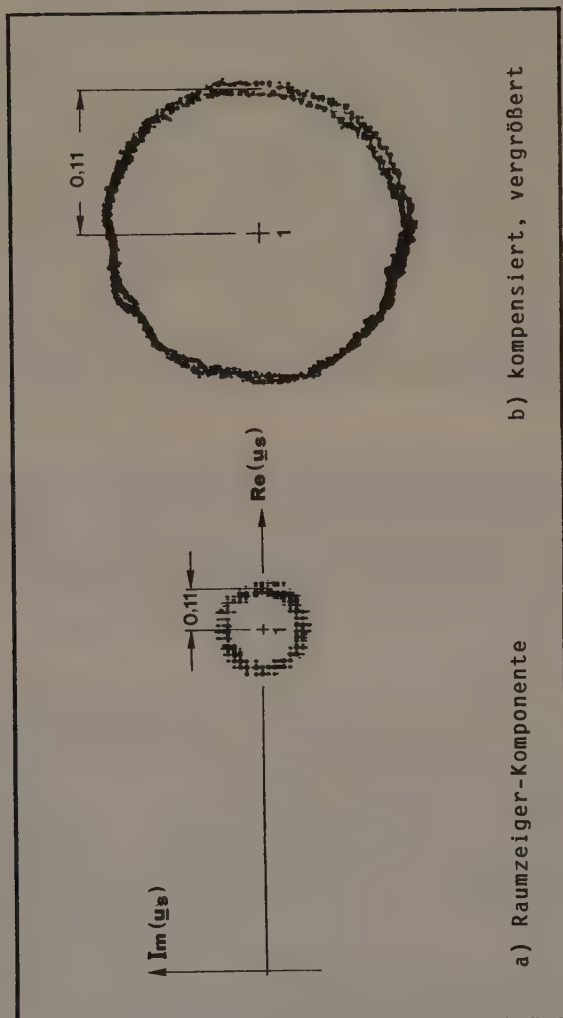


Bild 19 Raumzeiger für 3 Drehspannungen.

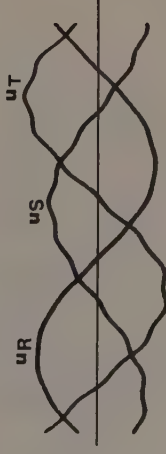
Steckdose im Labor, künstliche Unsymmetrie durch Meßwiderstände erzeugt

quenztransformators im Bild 18 anstelle vom A/D-Wandler auch mit externen digitalen Größen gespeist werden; der entsprechende Schnittstellen-Eingang ist im Übersichtsschaltplan vereinfachend weggelassen.

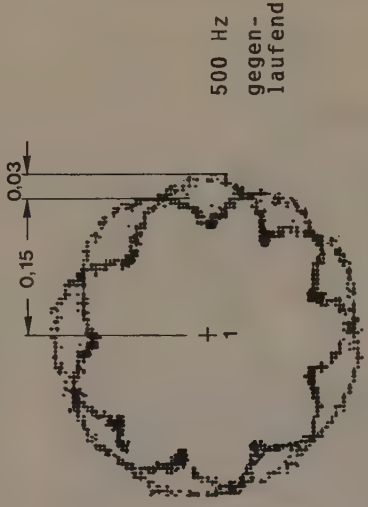
5.4.2 Harmonische Analyse

Die Verwendung Drehfeld-angepaßter Schrittweiten zur Signalverarbeitung ermöglicht es, auch die Komponenten der Oberschwingungen hochempfindlich und frei von Schwebungen sowohl über die Raumzeigerschnittstelle als auch mit dem Mittelwertbildner auszuwerten.

Hierzu gibt Bild 20 ein Beispiel. Den Originalgrößen Bild a) wurde an einem (analogen) Eichplatz ein 500 Hz-Oberschwingungsdrehfeld überlagert. Die Unsymmetrie der Grundschiwingung ist mit Absicht groß gewählt, damit sich die Komponenten der Oberschwingungsgrößen besser unterscheiden lassen. Im Bild b) ist der Kompensator nicht wirksam, deshalb ist die Punktauflösung des Raumzeigers $\underline{u}_s$ noch gering. Im Bild c) wird kompensiert und dann die Restgröße 4-fach verstärkt: je nach dem Drehsinn des Oberschwingungsgenerators erhält man Epizykloide oder Hypozykloide /4/. Wegen der 50 Hz-Frequenztransformation läuft der Zeiger der Grundschiwingungsgegenkomponente in jeder Netzperiode 2-mal im Uhrzeigersinn um, das überlagerte Oberschwingungsgegensystem rotiert 11-mal im gleichen Drehsinn, was man an den 9 innenliegenden Rückkehrpunkten der Epizykloide erkennt. An diesen Stellen sind nämlich die beiden Zeiger von Grund- und Oberschwingungsgegenkomponente einander entgegengerichtet, die Zahl der Nulldurchgänge des Oberschwingungszeigers ist also $9+2$. In ähnlicher Weise läßt sich auch die Hypozykloide zerlegen, deren Zeiger gegeneinander rotieren; deshalb weist das frequenztransformierte Oberschwingungsmitsystem 9 Nulldurchgänge bei 11

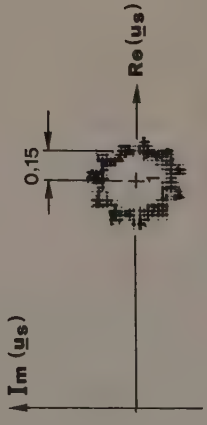


a) Originalgrößen

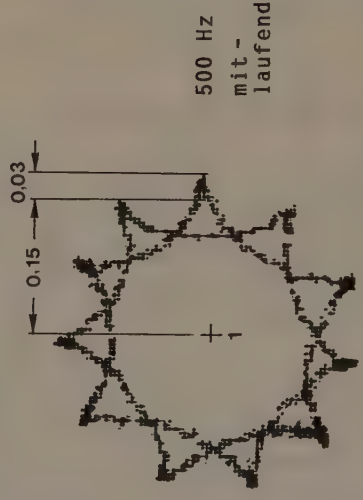


500 Hz
gegen-
laufend

c) kompensiert,
vergrößert
Epizykloide



b) Raumzeiger - Komponente



500 Hz
mit-
laufend

Hypozykloide

Bild 20 Raumzeiger für 3 Drehspannungen mit Oberschwingungen

außenliegenden Rückkehrpunkten auf (s. Gl. (24b) mit $\underline{u}_S = \underline{u}_Z^*$).

Wenn der Radius des 100 Hz-Doppelkreises Bild 20 c) bei kleiner Gegenkomponente abnimmt, wählt man zweckmäßig die Gegenkomponente anstelle der Mitkomponente zum Gleichglied des Raumzeigers und erzeugt mit dem Kompensator einen genügend großen, dann mit 100 Hz schwingenden Mitsystem-Rest, dessen Zeiger sich die Oberschwingungen ähnlich Bild 20 c) überlagern.

Sind Frequenz und Drehsinn der Oberschwingungen so ermittelt, lassen sich ihre Komponenten mit Hilfe der Frequenztransformation wie in Gl. (15), Abschnitt 3.3.2.1, als komplexes Gleichglied gezielt zum Stehen bringen und mit dem Mittelwertbildner exakt berechnen. Die Ordnungszahl v ist dazu als ganzzahliges Vielfaches der Grundschiwingung vorgebar; auf die Analyse bruchzahliger Harmonischer wurde vorerst verzichtet.

Bei der Messung von Oberschwingungen setzt die Aperturzeit-toleranz der Abtasthalteglieder /37, 46, 67/ im Bild 18 eine durch die geforderte Genauigkeit zur A/D-Wandlung vorgegebene obere Grenze für die einzustellende Ordnungszahl v . Dies ist im Spannungszweig die 50. Harmonische der Grundschiwingung; im Stromzweig, der weniger genau abgetastet wird (s. Abschnitt 5.4.3), liegt der entsprechende Wert so hoch, daß hier nur das Taktprogramm der Steuerung die Ordnungszahl auf $v \leq 77$ begrenzt /62/.

Läßt man den Einheitsdrehzeiger $e^{j\xi}$ zur Frequenztransformation mit dieser 77. Harmonischen umlaufen, so entfallen auf jede seiner Perioden noch knapp 5 diskrete Werte aus der Sinustabelle Bild 18, womit dem Abtasttheorem für Zeitvorgänge Genüge getan ist /14/.

5.4.3 Raumzeiger für Stromrichterschaltungen

Neben dem Aufsuchen einzelner ausgeprägter Spannungs- oder Stromüberschwingungen lassen sich auch aus der Form des Raumzeigers Rückschlüsse auf die Art bestimmter Verbraucher ziehen. Dies soll am Beispiel des Stromraumzeigers von geschalteten Verbrauchern demonstriert werden.

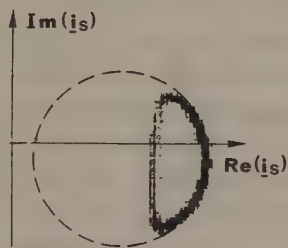
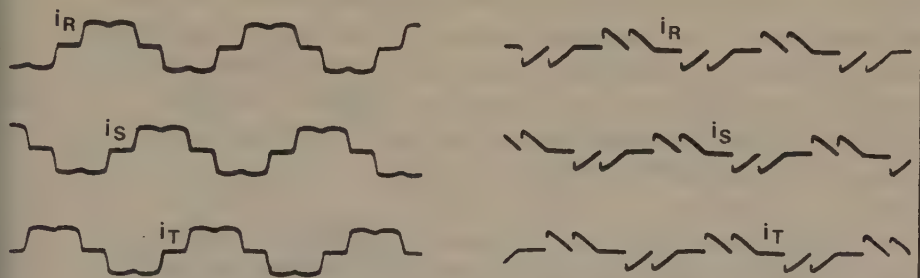
Für die Strommessungen steht ein Differenzeingang mit K- und L-Klemmen für Shuntspannungen

$$U_{KL,N} = I_N \cdot R_{Shunt} = 1 \text{ V}$$

zur Verfügung, der bis 78 V_{eff} potentialfrei ist. Die Stromshunts sind wegen ihrer Erwärmung nicht im Meßgerät enthalten. Da Stromwandler im Dauerbetrieb mit $1,2 I_N$ belastbar sind, wurde die Aussteuerbarkeit des Stromeingangs mit 135 % entsprechend höher als beim Spannungseingang vorgesehen. Die Quantisierung des Analog/Digital-Wandlers wird zur Stromab-tastung von der zentralen Steuerung des Meßgeräts von 12 Bit auf 10 Bit reduziert, wodurch sich die Wandelzeit verkürzt. Diese Maßnahme war Voraussetzung für die kleine Schrittweite von 1° elektrisch.

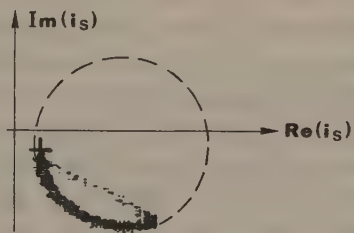
Bild 21 zeigt die RST-Primärströme und den zugehörigen Raumzeiger eines Stern/Stern-geschalteten Transformators für eine Drehstrombrücke mit ohm'scher Last im Gleichstromkreis. Der Ansteuerwinkel α der Brücke läßt sich mit einem einstellbaren Allpaß /39/ verändern, an den eine Phasensynchronisierung für die Zündimpulsgabe angeschlossen ist /54/.

Die Drehfeld-Ankopplung im Meßgerät erfolgt durch Regelung des Raumzeiger-Imaginärteils der Transformator-Primärspannung, deshalb weist die Realachse des Stromraumzeigers in die Richtung der Netzspannungs-Mitkomponente. Im linken



$$\alpha \approx 0^\circ$$

vollausgesteuert



$$\alpha \approx 60^\circ$$

teilausgesteuert

Drehstrombrückenschaltung

Bild 21 Raumzeiger für 3 Gleichrichterströme bei Widerstandslast

Bildteil sind die Stromgrößen der vollausgesteuerten Brücke dargestellt. Wird α vergrößert, so wandert der Raumzeiger auf dem gestrichelten Kreis im Uhrzeigersinn bis zu dem gekreuzten Punkt des Transformator-Magnetisierungsstromes, der hier, modellbedingt, vergleichsweise groß ist. Erhöht man den Ansteuerwinkel über 60° hinaus, so wird der Kreisabschnitt kleiner, bis schließlich nur noch der Magnetisierungsstrom punktförmig übrig bleibt.

Bewegung und Kurvenform des Stromraumzeigers sind charakteristisch für die Beschaltung im Lastkreis der Brücke. Im Bild 22 sind hierzu 2 weitere Beispiele aufgetragen. Die Transformatorprimärströme und ihre Raumzeiger sind für Vollaussteuerung oszillographiert; die linke Bildhälfte zeigt die Größen bei überwiegend induktiver Last, rechts arbeitet die Brücke auf eine konstante Gegenspannung im Gleichstromkreis, dabei lückt der Strom. Geht man von der Vollaussteuerung in Teilaussteuerung über, so bewegt sich der Raumzeiger bei der induktiven Last auf der gestrichelten Bahn und geht punktförmig in den Magnetisierungsstrom über. Im rechten Bildteil ist der Magnetisierungsstrom wegen des Lückbetriebs stets vorhanden; mit steigendem α bewegt sich die Keule des Raumzeigers in der gestrichelt angedeuteten Weise in ihn hinein.

Da beim sechspulsigen Betrieb die Ortskurven des Stromraumzeigers sechsmal durchfahren werden, lassen sich Unsymmetrien und Fehler der Stromrichterschaltung leicht am Bildschirm erkennen. Beispiele hierzu sind in /54/ angegeben.

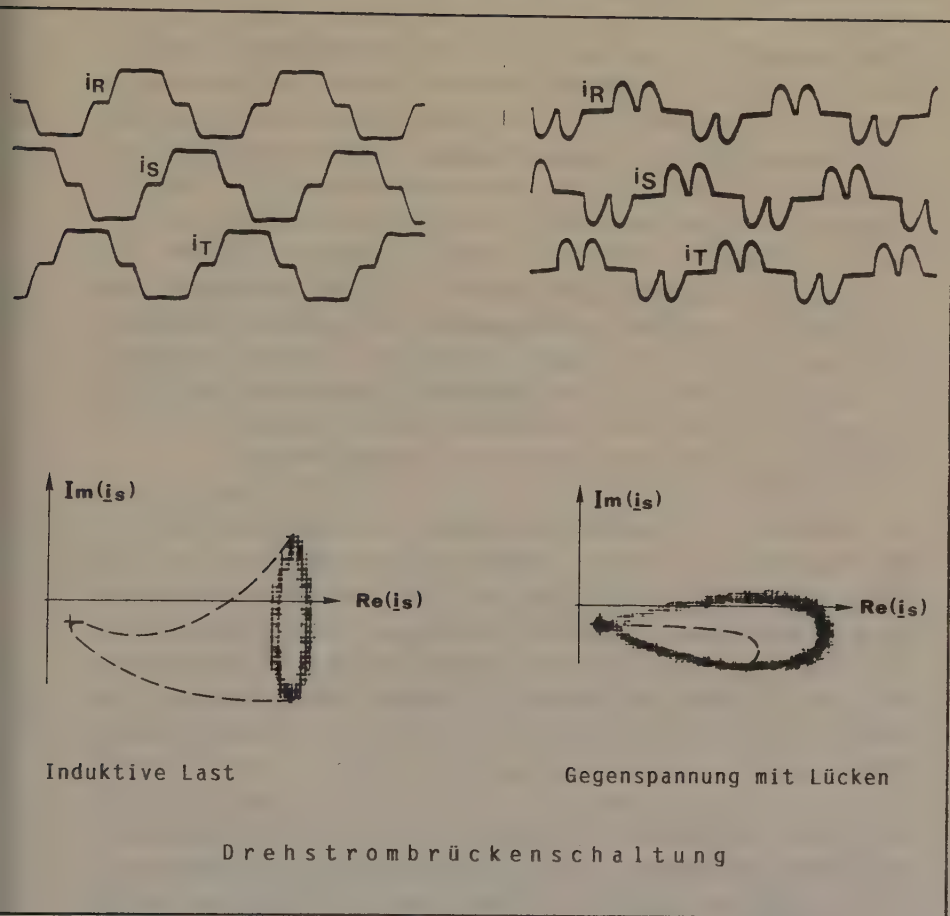


Bild 22 Raumzeiger für 3 Gleichrichterströme bei Vollaussteuerung

5.4.4 Einfluß von Störgrößen auf die Frequenzmessung

Die Drehfeld-Synchronisierung der Schwingungsgeber im Meßgerät ist bei dem einfachen Verfahren mit abschnittsweiser Synchronisierung völlig frei von Einschwingvorgängen, da die im strengen Sinne der Fourier-Analyse erforderliche konstante Umlaufgeschwindigkeit des Einheitsdrehzeigers $e^{j\omega t}$ zur Frequenztransformation erfüllt ist. Diesem Vorteil steht nach S. 51 der Nachteil von Schwebungen gegenüber, deren Ursache die veränderliche Netzfrequenz ist: Der Raumzeiger wird im Bild 19 a) zum Synchronisierzeitpunkt am Anfang des Meßintervalls mT in die reelle Achse gelegt; von dort aus wandert er dann langsam mit der Differenzkreisfrequenz von Netz und Drehzeiger entlang eines zentralen Kreises, dessen Radius die Amplitude $\hat{u}_{p1}$ der Grundschwingungskomponente ist.

Das Auswandern des Raumzeigers aus der reellen Achse, das die Kompensation erschwert, läßt sich nach Abschnitt 4.2 durch Frequenznachführung beseitigen, mit der im Meßgerät Bild 18 die Abtastschrittweite fortlaufend an das Spannungsdrehfeld angepaßt wird. Im folgenden wird untersucht, wie die im Gerät verwirklichten Verfahren zur Drehfeld-Ankopplung auf stationäre und nichtstationäre Störgrößen des Netzes reagieren.

In den Einsteckplätzen **A** und **B** (Bild 18) sind keine Zusatzeinglättungen eingebracht, folglich wird die Ausgangsgröße $\Delta\varphi$ des Phasendetektors und der Raumzeiger-Imaginärteil nur vom Regler und dem nachgeschalteten u/f -Wandler bei allen Messungen gleich geglättet, wodurch der Vergleich einheitlich ist.

Der Regler ist wie folgt ausgeführt:

$$\underline{F}_R = \frac{1 + s \beta T_R}{1 + s v' T_R} . \quad (28)$$

Die Übertragungsfunktion enthält den Einstellparameter

$$0 < \beta < 1$$

und einen Korrekturfaktor v' , der beim Verfahren mit Raumzeiger-Lageregelung (Frequenzumschalter in Stellung **U4**, vgl. Bild 18) die Verstärkung v zur A/D-Wandlung, mit der sich die Regelstrecke ändert, berücksichtigt:

$$v' = \begin{cases} v & \text{mit } v = 1, 4, 8, 21, 32 \text{ in Stellung } \mathbf{U4} \\ 1 & \text{sonst .} \end{cases}$$

Die wirksame Dämpfung der geschlossenen Regelschleife bleibt so etwa gleich. Das Führungsverhalten der Regelung wird mit dem Parameter β justiert /22/. β ist optimal eingestellt, wenn der Raumzeiger in der komplexen Ebene (Bild 19) ruhig stehen bleibt, was sich mit der Echtzeitschnittstelle am Bildschirm bei großer Verstärkung v gut sichtbar überprüfen läßt: Verändert man β von kleinen zu großen Werten hin, so ist zunächst ein langsames Pendeln des Raumzeigers um die reelle Achse zu beobachten, dessen Ausschläge abnehmen, bis der Zeiger $\underline{u}_s$ beim Optimalwert β_0 stillsteht. Erhöht man β über diesen Wert hinaus, so beginnt ein regelloses Zittern des Raumzeigers, das auch am Takt f_t (Bild 18) als Phasenrauschen zu erkennen ist.

Die Zeitkonstante T_R der Übertragungsfunktion (28) ist mit 0,7 s groß gewählt; damit ergibt dynamisch für $s \gg 0$

näherungsweise PI-Charakteristik:

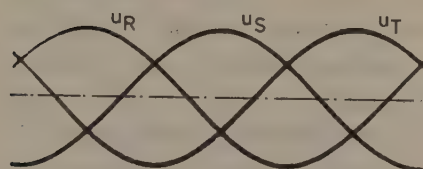
$$\left. \frac{F_R}{s} \right|_{s \gg 0} \approx \frac{1}{s v' T_R} + \frac{\beta}{v'}. \quad (29)$$

Der Einstellparameter wurde für die folgenden Messungen vom gefundenen Optimalwert $\beta_0 = 0,15$ auf den Wert $\beta = 0,24$ erhöht, damit sich die der Reglerausgangsspannung überlagerten Störgrößen stärker hervorheben. Bei den Oszillogrammen mit Raumzeiger-Imaginärteilregelung wurde die Verstärkung zu $v = 1$ gewählt.

5.4.4.1 Die Frequenzregelung am stationären Netz

Bild 23 zeigt die Originalspannungen u_{RST} und die Reglerausgangsspannung $\hat{\delta}/2\pi$ (vgl. Bild 18) bei Regelung des Raumzeiger-Imaginärteils. Im oberen Bild ist die Gegenkomponente klein und Oberschwingungen sind praktisch nicht vorhanden, dementsprechend ist die Reglerspannung nahezu konstant. Im unteren Bildteil ist eine Gegenkomponente von 7 % der Mitkomponente wirksam, die die Reglerspannung $\hat{\delta}/2\pi$ mit 100 Hz moduliert. Ursache der Unsymmetrie ist eine Spannungserhöhung in der Bezugsphase R, die sich im Raumzeiger zu gleichen Teilen auswirkt auf die Mitkomponente, deren in der reellen Achse liegender Zeiger verlängert wird, und auf die Gegenkomponente, die als 100 Hz-Drehzeiger hinzukommt (vgl. Bild 19). Folglich muß das Maximum in u_R mit einem Maximum des Raumzeiger-Realteils und - was Bild 23 bestätigt - mit einem Nulldurchgang des Raumzeiger-Imaginärteils zusammenfallen, wobei diese 100 Hz-Imaginärteilgröße am Reglereingang wegen Gl. (29) mit dem dargestellten Reglerausgang $\hat{\delta}/2\pi$ praktisch phasengleich ist.

Bild 23 demonstriert deutlich den Vorteil der dreiphasigen Frequenzmessung aus dem Raumzeiger gegenüber einer entsprechenden Schaltung mit Komponentenfilter und einphasiger Frequenztransformation mit kontinuierlichem Phasendetektor (nach Abschnitt 4.2.1): dessen 100 Hz-Anteil schwingt stets mit voller Amplitude - vgl. Gl. (10) - was beim Raumzeiger erst bei vollständiger Unsymmetrie $k_u = 100\%$ beispielsweise für den Kurzschluß $u_S = u_T = 0$ eintritt.

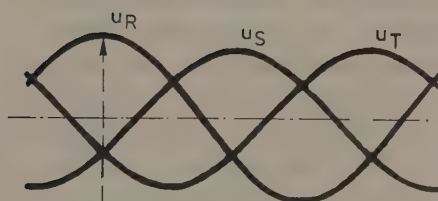


Originalgrößen

$$k_u = 0,7\%$$

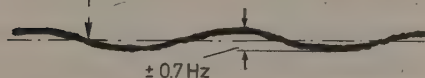


$$\delta/2\pi \approx \text{const}$$



Originalgrößen

$$k_u = 7\%$$



$\delta/2\pi$ mit
100 Hz-Anteil

Bild 23 Frequenzmessung aus dem Raumzeiger

Der im Bild 23 unten zu beobachtende Frequenzhub ist - wenn man die für Netze unüblich große Unsymmetrie von 7 % und die gemäß vorigem Abschnitt um 60 % gegenüber dem Optimalwert erhöhte β -Einstellung berücksichtigt - mit nur 0,7 Hz erstaunlich gering.

Zum Vergleich wird das Meßgerät nun auf die Frequenzmessung mit Komponentenfilter und unstetigem Phasendetektor umgeschaltet (Bild 18, Umschalter in Stellung **U3**). Bild 24 zeigt die oszillographierten Größen.

Das gewählte Komponentenfilter realisiert den Frequenzgang der Komponentenbrücke mit Hilfe aktiver analoger Schaltungen /67/. Verwendet werden 2 Reihenschaltungen mit jeweils gleicher Frequenzgang-Einstellung nach Bild 7 b) und den Daten der Tabelle 7, Zeile 11. Da das Filter hier nicht für das Gegensystem, sondern für das Mitsystem geschaltet ist, müssen in Bild und Tabelle die Bezeichnungen der Komponenten getauscht werden.

Die Ausgangsgröße des Komponentenfilters (Bild 24, zweiter Strahl) ist um den Winkel δ_0 gegenüber der Bezugsphase R und der mit ihr bei dem dargestellten symmetrischen Drehfeld phasengleichen Mitkomponente verschoben; diese Verschiebung wird von der Steuerung des Meßgeräts Bild 18 entsprechend berücksichtigt. In den beiden darunterliegenden Strahlen des Oszillogramms erkennt man die rechteckgewandelte Sinusschwingung und den Takt $f_t/360$, der aus der Steuerung kommt und die Phasenlage des digitalen Sägezahns $\xi(t)$ aufweist, vgl. Bild 18 und Bild 15. Diese Rechteckfunktionen müssen phasenstarr aneinander gekoppelt werden. Der mit dynamischen Schaltgliedern ausgestattete Phasendetektor mißt die zeitliche Verschiebung zwischen den Flanken der Rechteckfunktionen und gibt entsprechende - hier im stationären Zustand sehr kurze - Impulse auf den Regler, die an seinem

Ausgang $\dot{\delta}/2\pi$ als Nadeln zu sehen sind und die den Sägezahn $\xi(t)$ mit seinem Takt f_t im richtigen Moment beschleunigen oder verlangsamen. Trotz der kurzen Dauer der Stellbefehle ist der Frequenzhub mit 6 Hz erheblich größer als im Bild 23 unten bei der Frequenzmessung aus dem Raumzeiger für ein unsymmetrisches Drehfeld. Zwischen den Rechteckflanken im Bild 24 bleibt die Reglerspannung für eine Totzeit von 10 ms konstant.

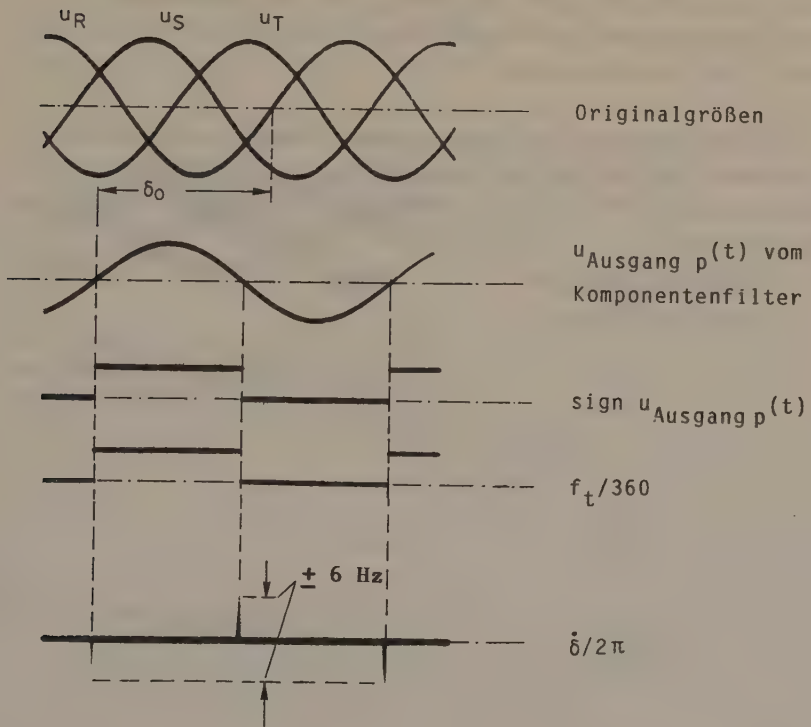


Bild 24 Frequenzmeßkreis mit Komponentenfilter und dynamischem Phasendetektor

5.4.4.2 Vergleich der Rauschempfindlichkeit

Dieser Test stellt an eine Drehfeld-Ankopplung die schärfsten Anforderungen. Im Bild 25 werden dazu die RST-Spannungen mit einem Schalter gleichzeitig mit Rauschquellen beaufschlagt, wodurch die Nulldurchgänge erheblich beeinträchtigt werden. Darauf reagiert der dynamische Phasendetektor des Meßkreises mit Komponentenfilter im oberen Bild besonders empfindlich und zeigt große Frequenzsprünge von 36 Hz an. Zwar fällt die Drehfeld-Ankopplung nicht außer Tritt, aber der hohe Störanteil der Reglerspannung beeinträchtigt die zur Kompensation und Frequenztransformation benötigte Funktion $\xi(t)$ in gravierender Weise.

Erheblich geringer ist die Beeinträchtigung der geregelten Frequenz $\dot{\delta}/2\pi$ bei der Frequenzmessung aus dem Raumzeiger: Unter gleichen Bedingungen beträgt der Frequenzhub nur noch knapp 3 Hz.

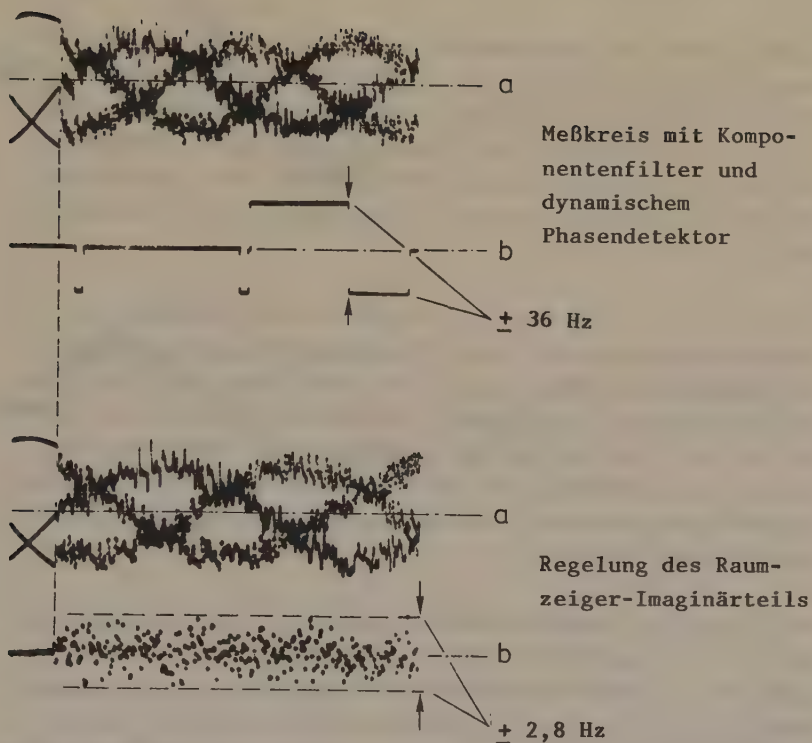


Bild 25 Rauschempfindlichkeit der Frequenz-Messung

a) Drehspannungen extrem stark verrauscht

b) Reglerausgangsspannung $\delta/2\pi$

5.4.4.3 Beeinflussung der Frequenzmessung durch Spannungssprünge

Das Verfahren mit Komponentenfilter und dynamischem Phasendetektor wird durch Spannungssprünge dann nicht beeinträchtigt, wenn diese die Nulldurchgänge der Mitkomponente, die zur Synchronisierung dienen, nicht verschieben. Voraussetzung hierzu ist ein Komponentenfilter mit sehr kleiner Einschwingzeit, das mit Tabelle 6, Abschnitt 3.3.2.2 realisierbar ist.

Im folgenden Bild 26 werden deshalb nur die Verfahren mit stetigem Phasendetektor durch Imaginärteilregelung einmal einphasig nach Abschnitt 4.2.1 und dann dreiphasig mit Raumzeigerkomponenten miteinander verglichen. In beiden Fällen ist das Oszillogramm dem Raumzeigermeßgerät entnommen, das sich in entsprechender Beschaltung auch für die stetige Einphasen-Frequenzmessung verwenden läßt; ein Komponentenfilter ist dabei nicht wirksam.

Damit sich die Reglerspannungen miteinander vergleichen lassen, wird im oberen Bild 26 das stationäre 100 Hz-Wechselglied des Einphasen-Frequenzmessers abgezogen; der Spannungssprung ist mit 36 % in allen Fällen gleich gewählt. Um die 100 Hz-Modulation gut sichtbar zu machen, mußte die Empfindlichkeit des Oszillographen im Vergleich zu den Bildern 23-25 stark angehoben werden. Deshalb sind auch die Umschaltspitzen des dem digitalen Frequenztransformator nachgeschalteten D/A-Wandlers (Bild 18) zur analogen Rückwandlung des Imaginärteils auf der Reglerspannung deutlich sichtbar. Diese Spitzen werden vom Spannungs/Frequenz-Wandler an der Analog/Digital-Schnittstelle geglättet, damit sie den digitalen Takt f_t nicht beeinträchtigen.

Bei der Frequenzmessung aus dem Raumzeiger wirkt sich der

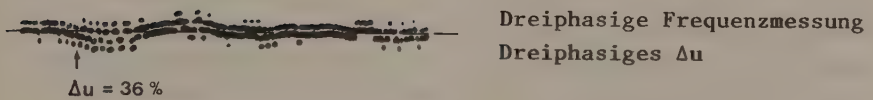
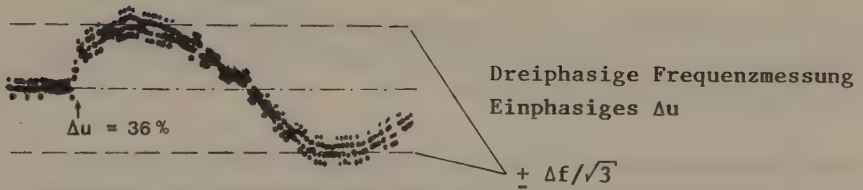
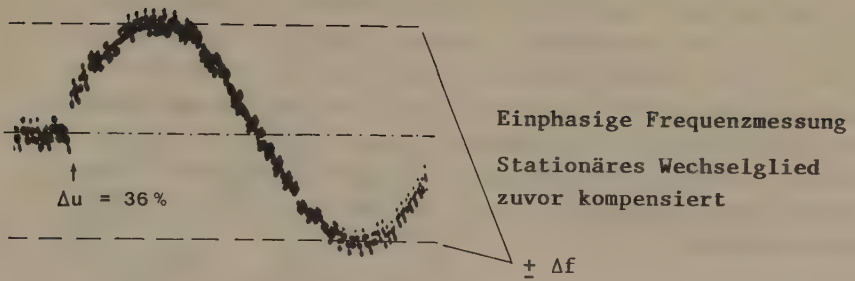


Bild 26 Beeinflussung der Frequenzmessung $\delta/2\pi$
durch Spannungssprünge Δu

einphasige Spannungssprung Δu des Drehfelds im mittleren Bild wegen der verwendeten leistungsinvarianten Transformation Gl. (7) mit dem Faktor $1/\sqrt{3}$ geringer aus als beim Einphasenfrequenzmesser im oberen Bild. Der dreiphasige Spannungssprung stört den Dreiphasen-Frequenzmesser praktisch nicht, da sich der Raumzeiger, aus dessen Imaginärteil die Reglerspannung abgeleitet wird, nur auf der reellen Achse verschiebt.

5.4.4.4 Einschwingvorgang beim Phasensprung

Mit dieser Messung soll das Störverhalten des geschlossenen Raumzeiger-Regelkreises bei einem symmetrischen Phasensprung des Drehfelds ermittelt werden.

Den Einschwingvorgang zeigt Bild 27. Aus technischen Gründen ließ sich der Phasensprung nur in Verbindung mit einem dreiphasigen Spannungssprung verwirklichen, was für den Regelkreis ohne Belang ist, da er wie im Bild 26 unten symmetrisch erfolgt. Aus Bild 27 ermittelt man eine Zeitkonstante von knapp 8 ms, sie gilt für diejenige Reglereinstellung mit überhöhtem β -Wert, die den Oszillogrammen Bild 23-26 zugrunde liegt, vgl. Abschnitt 5.4.4. Stellt man den Regler auf den Optimalwert β_0 zurück, so bestimmt sich die entsprechende Zeitkonstante zu $T_{f0} \approx 12$ ms. Der Frequenzhub beträgt im Bild 27 $\Delta f = 6,9$ Hz, er verringert sich beim Optimalwert von β auf 4,2 Hz.

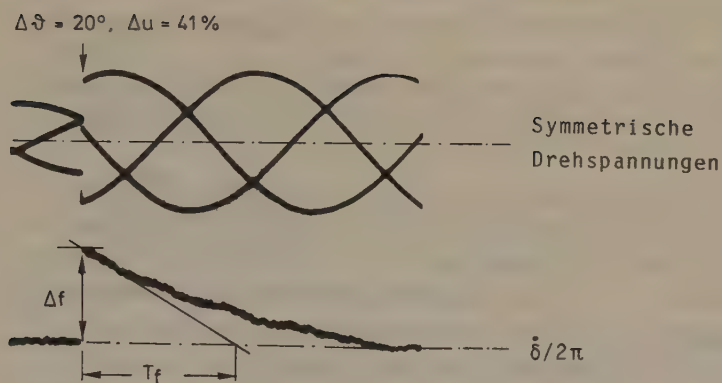


Bild 27 Beeinflussung der geregelten Frequenz $\dot{\delta}/2\pi$ durch einen symmetrischen Drehfeldsprung $\Delta\vartheta$, Δu (s. Text)

5.4.4.5 Bewertung der Verfahren zur Drehfeld-Ankopplung

1) Abschnittsweise Synchronisierung mit festen Frequenzen:

Wegen unvermeidlicher Schwankungen der Netzfrequenz treten bei diesem Verfahren Schwebungen auf, die den Raumzeiger in der komplexen Ebene wandern lassen und dadurch Kompensation und Frequenztransformation beeinträchtigen.

Gute Eignung findet diese Schaltung hingegen für Aufgaben der Frequenzüberwachung mit der Echtzeitschnittstelle: Läßt man den Drehzeiger $e^{j\xi}$ mit Nennfrequenz konstant umlaufen, so ist die kreisförmige Bewegung des Raumzeigers ein Maß für die Frequenzabweichung $\delta/2\pi$ des Drehfelds nach Betrag und Vorzeichen. Wählt man die Meßintervalle mT zwischen den Synchronisierzeitpunkten kurz, kann kompensiert und verstärkt werden, wodurch selbst geringe Frequenzänderungen sich am Bildschirm bemerkbar machen.

Drehfeld-Ankopplung der Schwingungsgeber durch Frequenzmessung

2) Meßkreis mit Komponentenfilter und

a) dynamischem unstetigen Phasendetektor

- stationäre Störanteile der geregelten Frequenz mittelgroß (Bild 24)
- mit schnell einschwingendem Komponentenfilter kaum empfindlich gegen Spannungssprünge
- Totzeitverhalten (10 ms)
- große Rauschempfindlichkeit (Bild 25)

b) statischem unstetigen Phasendetektor

- schon im stationären Betrieb hohe Störanteile durch Rechteckmodulation mit großem Oberschwingungsgehalt (Zweipunkt-Regelverhalten) ähnlich dem dynamischen

Phasendetektor bei der Rauschstörung Bild 25, deshalb ist er

- kaum geeignet zur Drehfeld-Ankopplung

c) stetigem Phasendetektor

- stationäres 100 Hz-Wechselglied stets vorhanden
- Einschwingzeitkonstante des Regelkreises wird durch das Komponentenfilter um einige Millisekunden vergrößert
- wegen der Frequenztransformation erheblich größerer Schaltungsaufwand als beim unstetigen Phasendetektor

3) Frequenzmessung aus dem Raumzeiger

- geradezu idealer Verlauf der geregelten Frequenz im stationären Netzbetrieb bei kleiner Gegenkomponente (Bild 23), deshalb
- erheblich geringerer Glättungsaufwand
- einphasige Spannungssprünge werden mit $1/\sqrt{3}$ geringer bewertet als beim stetigen Einphasendetektor (Bild 26)
- dreiphasige Spannungssprünge bleiben völlig unemerkt
- die Schaltung erweist sich als besonders unempfindlich gegen Rauschstörungen (Bild 25)
- die Einschwingzeitkonstante des Regelkreises läßt sich klein halten
- der zusätzliche Schaltungsaufwand für die Drehfeld-Ankopplung ist gering, wenn das Meßgerät mit Raumzeigerkomponenten arbeitet.

Die Gegenüberstellung zeigt, daß die Drehfeld-Ankopplung der Schwingungsgeber sich mit dem **Raumzeiger-Phasendetektor besonders vorteilhaft** ausführen läßt.

5.4.5 Ausführung von Frequenzmessungen

Die im Frequenzmeßkreis gewonnene Drehfeldfrequenz wird von der Steuerung des Meßgeräts (Bild 18) mit dem Takt f_t erfaßt und dann mit einem ihrer Ausgangsimpulse f_z zum Mikrorechner gegeben, der daraus über die Dauer des Meßintervalls mT den Mittelwert $\bar{f}$ berechnet.

Die Empfindlichkeit der Frequenzmessung läßt sich mit dem im Gerät eingebauten Quarzgenerator prüfen, der in 1 mHz-Schritten einstellbar ist. In einem weiten Frequenzbereich von 40 Hz bis 59 Hz betrug die Abweichung zwischen der Generatoreinstellung und der gemessenen Frequenz $\Delta f \leq 1$ mHz bei Meßintervallen von 50, 200 und 2000 Perioden (1 s, 4 s und 40 s bei Nennfrequenz).

Messungen im Netz der Universität Erlangen ergaben kurzzeitige Schwankungen ($mT = 1$ s) der Drehfeld-Frequenz von etwa 2 mHz; die Abweichungen vom Nennwert reichten von -80 mHz bis +30 mHz (Frequenzmessung aus dem Raumzeiger, Verstärkung $v = 21$).

6. Eichung des Raumzeiger-Meßgeräts

Der Analogteil des entwickelten Meßgeräts muß, wie jedes System zur A/D-Wandlung, abgeglichen werden.

Die Wandler-Bausteine der Analog/Digital-Schnittstelle werden mit Gleichpegeln justiert: Beim 12 Bit A/D-Wandler und beim 16 Bit D/A-Wandler sind diese Pegel auf die Normierungskonstanten des Mikrorechners abgestimmt /62/ und müssen genau eingehalten werden; die Bausteine des Frequenzmeßkreises sind davon unabhängig und deshalb wenig kritisch. Die Widerstandsnetzwerke der Operationsverstärker und Abtasthalteglieder werden zunächst mit einer Präzisions-Meßbrücke voreingestellt und dann bei 50 Hz-Wechselspannungsspeisung durch Differenzabgleich mit einem hochempfindlichen selektiven Nullinstrument, das zwischen die Ausgangsklemmen der betreffenden Zweige geschaltet wird und deshalb potentialfrei sein muß, auf paarweise identische Wichtung gebracht. Hierbei ist von Vorteil, daß das Raumzeiger-Meßgerät mit verketteten Größen arbeitet, deshalb lassen sich auch die Spannungsteiler der Spannungs- und Strom-Eingangsstufen durch Anlegen eines Nullsystems aus Netzgrößen $u_R = u_S = u_T$ in den Differenzabgleich $u_{SR} = 0$ und $u_{ST} = 0$ mit einbeziehen (vgl. Bild 18). Die irrationalen Koeffizienten zur $\alpha\beta$ -Koordinatentransformation werden nach Abschnitt 5.1.1 ebenfalls mit der Meßbrücke voreingestellt, für ihren Feinabgleich braucht man den nachstehend beschriebenen digitalen Eichgenerator. Offset-Spannungen der elektronischen Bausteine werden entsprechend den Hersteller-Vorschriften justiert; eventuell verbleibende Gleichglieder sind wenig kritisch, da sie den selektiven Differenzabgleich nicht beeinträchtigen und sich dem Raumzeiger - z.B. der Grundschwingung Bild 19 - als ein frequenztransformierter (50 Hz-) Drehzeiger überlagern, der im Mittelwertbildner weggeglättet wird und so ohne Einfluß auf das Meßergebnis bleibt.

Die Genauigkeit des in einer Reihe von Einzelschritten vollzogenen Analogteil-Abgleichs muß in ihrer Gesamtheit überprüft werden. Dazu ist ein Präzisions-Eichgenerator erforderlich, der sich genügend genau nur digital verwirklichen läßt. Ein solcher digitaler Eichplatz wurde erstellt /53/. Er weist einen dreiphasigen Ausgang auf und benutzt dazu drei hochstabile 16 Bit D/A-Wandler. Wichtig sind die in den Wandlern enthaltenen Deglitcher /46/, die die bei der Quantisierung auftretenden hohen Umschaltspitzen ähnlich den im Raumzeiger-Meßgerät verwendeten Abtasthaltegliedern des Kompensators von den Ausgangsspannungen des Eichplatzes fernhalten. Wandler höherer Quantisierung waren zum Zeitpunkt des Aufbaus /53/ nur ohne solche Deglitcher erhältlich, was von Nachteil gewesen wäre. Zum Ausgleich von laufzeitbedingten Phasenfehlern, die bei den einzelnen D/A-Wandlern unterschiedlich auftreten können /46/, lassen sich die Ansteuerbefehle für die Wandler mit einem Quarzgenerator gegeneinander verschieben. Die Abtastfrequenz beträgt 18 kHz, sie ist ebenfalls quarzstabilisiert. Die Amplituden des Eichgenerators werden mit den Referenzspannungen der D/A-Wandler eingestellt; sie sind mit einem Pegel von ± 10 V auf die elektronischen Eingänge des Meßgeräts abgestimmt (s. Abschnitt 5.4.1).

Zur Kontrolle der Amplituden- und Phaseeinstellungen der D/A-Wandler des Eichgenerators werden diese zunächst mit einem digitalen Nullsystem gespeist und dabei das selektive Nullinstrument zwischen die Ausgangsklemmen geschaltet. Da sich mit einem solchen Nullinstrument Empfindlichkeiten von $1 \mu\text{V}$ pro Skalenteil erreichen lassen /46/, kann die Qualität der Nullkomponente des Eichgenerators in einer den Anforderungen des Abschnitts 2.1 völlig genügenden Weise nachgewiesen werden. Anschließend schaltet man den Eichgenerator auf die Mitkomponente um, die nun die gleiche Präzision wie die zuvor geprüfte Nullkomponente aufweist, da sich die Amplitu-

den- und Phaseneinstellungen der D/A-Wandler durch die im Digitalteil vollzogene Komponentenumschaltung nicht verändern.

Die Drehspannungen des Eichplatzes werden ebenso wie beim Raumzeiger-Meßgerät aus einer Speichertabelle abgerufen; dabei steht neben einem Sinus-Festwertspeicher (ROM) für Grundschwingungsgrößen noch ein 60 kByte Speicher mit wahlfreiem Zugriff (RAM) zur Verfügung, mit dem sich dynamische Netzvorgänge von einigen Sekunden Dauer ohne Unterbrechung periodisch nacheinander ausgeben lassen. Zur Speicherverwaltung ist ein Mikroprozessor eingesetzt /59/, als Datenquelle dient ein Basic-Tischrechner /53/.

7. Ausblick

In der elektrischen Energieversorgung sind vielfältig Anwendungen für das entwickelte Raumzeiger-Meßgerät zu erkennen.

Spannungsunsymmetrien sind nun hochempfindlich und ohne Verfälschung durch Harmonische bei frei wählbaren Integrationszeiten nachweisbar.

In gleicher Weise empfindlich und selektiv lassen sich auch die **Drehfeld-Komponenten der Oberschwingungen** gewinnen, wozu bisher kein geeignetes Gerät zur Verfügung stand und was für Drehstromverbraucher durchaus wichtig ist: So stört beispielsweise eine dritte Spannungsharmonische einen Asynchronmotor mit isoliertem Sternpunkt als Nullkomponente keineswegs, wohl aber als Mit- oder Gegenkomponente.

Soll neben den Drehfeld-Komponenten auch die Nullkomponente ermittelt werden, so läßt sich unter Verzicht auf die gleichzeitige Messung von Spannungs- und Stromgrößen einer der beiden Stromzweige hierzu nutzen, indem man eine vereinfachte Eingangsschaltung nach Gl. (1) davorsetzt.

Bei den Komponenten-Messungen fällt stets die rauscharm aus dem Raumzeiger gewonnene **Drehfeld-Frequenz** als Informationsgröße mit an.

Für manche Anwendungen, etwa in den Meßkreisen von Drehstrom-Regeleinrichtungen, ist es vorteilhaft, Abweichungen der Mitkomponente von ihrem Nennwert möglichst genau zu erfassen. Hierzu läßt sich das Raumzeiger-Meßgerät mit seinem Kompensator als hochempfindliche **Spannungs-** und **Stromlupe** verwenden: entweder mit dem Echtzeitwandler für rasche Meßzwecke oder bei weniger kritischen Anforderungen an die Meßzeit mit dem Mittelwertbildner. Die dann in Gl. (26), Abschnitt 5.1

hinderliche Berücksichtigung der Kompensator-Amplitude $\hat{g}_{pk}$ läßt sich abschalten, damit der Mikrorechner nur die Restmitkomponente $\hat{g}_{pr}$ ausgibt; die Gegenkomponente Gl. (25) wird stets mitberechnet.

Den Momentanwert des Drehmoments elektrischer Maschinen kann man mit den Ideen des Abschnitts 5.2.2 aus den symmetrischen Komponenten der beliebig zeitabhängigen reellen Augenblicksgrößen von Fluß ψ_{RST} und Strom i_{RST} des Ständers gewinnen. Nach /24/, S. 44, erhält man bei Verwendung der leistungsinvarianten Transformation Gl. (7), Abschnitt 3.2 für das Moment die Beziehung

$$m(t) = 2 \operatorname{Im} (\underline{\psi}_p^* \underline{i}_p) \quad (30a)$$

oder mit Gl. (5) und (3) in Raumzeigerkomponenten:

$$m(t) = 2 \operatorname{Im} (\underline{\psi}_s^* \underline{i}_s) = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad (30b)$$

Den Fluß gewinnt man durch Integration der Ständerdifferentialgleichung, die sich vorteilhaft in Raumzeigerkomponenten ausführen läßt /16, 30/:

$$\dot{\underline{\psi}}_s + j \xi \underline{\psi}_s = \underbrace{\underline{u}_s - R \cdot \underline{i}_s}_{\underline{u}_s^v} \quad (31)$$

Mit dem Widerstand R werden die Wicklungs- und Zusatzverluste im Ständer berücksichtigt, die Eisenverluste sind vernachlässigt. Bildet man die Raumzeigergrößen mit dem Meßgerät bei Drehfeld-angepaßter Schrittweite $\Delta t = 1/f_t$ (vgl. Bild 18), so ermöglicht das synchronisierte Differenzenleitwertverfahren nach Vorschlag von A. Inan /18, 19/ eine einfache Näherungslösung der Gl. (31):

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_S(t) = & \underline{\psi}_S(t-\Delta t) \cdot e^{-j\omega \Delta t} + \\ & + \frac{\Delta t}{2} \left[\underline{u}_S^v(t) + e^{-j\omega \Delta t} \cdot \underline{u}_S^v(t-\Delta t) \right]. \end{aligned} \quad (32)$$

ω ist die gemessene Kreisfrequenz des Drehfelds, die nach Kapitel 4, Gl. (23) und Abschnitt 5.4.5 vom Nennwert ω_N abweichend ist, für die aber mit der Drehfeld-Ankopplung stets gilt:

$$\omega \cdot \Delta t = 1^\circ.$$

Somit sind die Exponentialfunktionen in Gl. (32) konstante Größen, was die Rechnung vereinfacht. Für die Spannung $\underline{u}_S^v$ führt man den stromabhängigen Ständerwiderstand R mit einem thermischen Abbild bei großer Zeitkonstante nach; die in (32) noch benötigte Schrittweite Δt läßt sich mit einem Zeitzähler aus den Abtastimpulsen f_t des Meßgeräts bestimmen, dessen zentraler Quarztakt (s. Anhang, Schaltplan 10a) als Zeitnormal dient.

Bild 28 zeigt die Prinzipschaltung eines nach diesen Gedanken arbeitenden **Flußbeobachters**, für den sich die fett eingezeichneten Teile des Raumzeiger-Meßgeräts nutzen lassen. Die Drehfeld-Ankopplung erfolgt anstelle mit dem Spannungsraumzeiger hier in der erweiterten Schaltung des Abschnitts 5.2.2 mit dem Fluß, dessen Imaginärteil zu Null geregelt wird, was die Ausführung der Momentenrechnung Gl. (30b) erleichtert. Neben dem Moment ist auch die Magnetisierungsarbeit als Ausgangsgröße mitangegeben.

Im Abschnitt 5.4.3 wurde das Raumzeiger-Meßgerät mit seinem Echtzeitwandler als **Netzbeobachter für Stromrichterschaltungen** eingesetzt. Dabei enthält das Meßgerät mit dem an das Spannungs-Drehfeld synchronisierten Sägezahn $\xi(t)$ bereits alle wesentlichen Funktionen für einen **digitalen Steuersatz** zur Impulsbildung der Thyristoren, woraus sich vorteilhafte Anwendungsmöglichkeiten ergeben.

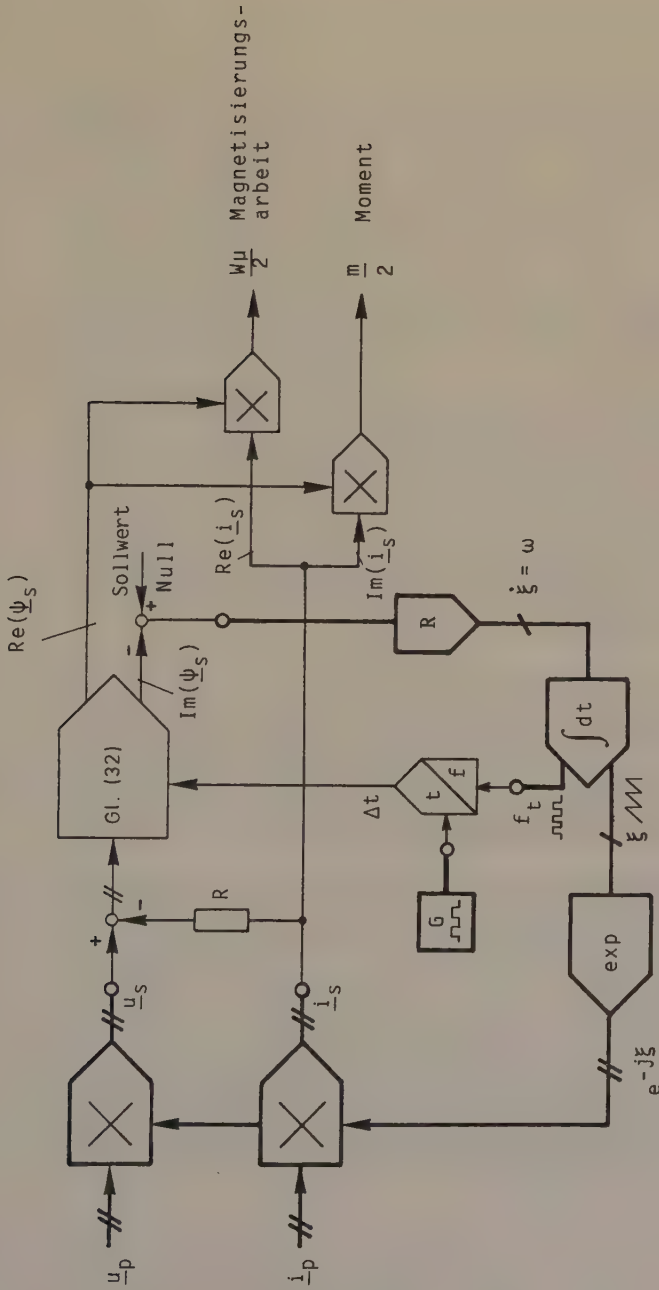


Bild 28 Flußbeobachter ohne Wellentacho (s. Text)

8. Zusammenfassung

Der komplexe Raumzeiger läßt sich in Echtzeit frei von Zeitkonstanten, Einschwingfehlern und spektralen Verfälschungen aus den reellen RST-Größen des Originalraums gewinnen. Mit einem frei wählbaren Parameter, dem Phasenwinkel ξ , den man zweckmäßig an das Spannungsdrehfeld koppelt, wird im **Echtzeitwandler** des entwickelten Raumzeiger-Meßgeräts eine Frequenztransformation so vollzogen, daß die Teilschwingung v der gesuchten Komponente als Gleichglied stehen bleibt, dem ein Spektrum aus Mit- und Gegenkomponenten der verschiedenen Harmonischen überlagert ist, das sich auf der Frequenzachse an der Stelle ξ in zwei unterschiedliche Seitenbänder aufspaltet. Die Auswertung erfolgt entweder unverzögert über eine Echtzeitschnittstelle oder durch Glättung mit dem eingebauten **Mittelwertbildner** bei Integrationszeiten von 1 s bis zu 33 min. **Spannungs- und Stromgrößen** werden mit **netz-synchroner Schrittweite** von nur 1° elektrisch **gleichzeitig** verarbeitet.

Die angestrebte **hohe Empfindlichkeit** von 10^4 zur Messung des Spannungsunsymmetriegrades wurde um etwa den Faktor 5 noch übertroffen. Dies ließ sich nur mit der wohl erstmals in /33/ in einem Meßgerät ausgeführten **digitalen Kompensation der Grundswingungs-Mitkomponente** erreichen.

Von den dargestellten Verfahren zur Drehfeld-Ankopplung erweist sich die **Frequenzmessung aus dem Raumzeiger** stationär und dynamisch als die günstigste.

Der Einsatz des Raumzeiger-Meßgeräts zur Gegenspannungsmessung, zur komponentenselektiven Oberschwingungsmessung und als Netzbeobachter für Stromrichterschaltungen wird durch Oszillogramme belegt; Beispiele für künftige Anwendungsmöglichkeiten werden aufgezeigt.

9. Literatur

- /1/ Baldamus, H.: Beitrag zur digitalen Phasenwinkelmes-
sung im Frequenzbereich der Starkstromtechnik.
Berliner Dissertation D 83, 1966
- /2/ Best, R.: Theorie und Anwendung der Phase-Locked-
Loops. Aarau: Aargauer Tagblatt, 1976
- /3/ Blaschke, F.: Einrichtung zum phasenrichtigen Glätten
der Komponentenspannungen eines oberwellenbehafteten
Spannungsvektors. Deutsche Patentauslegeschrift
Nr. 2 019 263
- /4/ Bronstein, I.N.; Semendjajew, K.A.: Taschenbuch der
Mathematik. Zürich, Frankfurt/M.: Deutsch, 1968
- /5/ Büttner, M.; Eckhardt, B.; Oetken, G.: Meßtechnik in
der seriellen digitalen Signalverarbeitung. Ausge-
wählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 22.
Erlangen, 1976
- /6/ Edelmann, H.: Normierte Komponentensysteme zur Behand-
lung von Unsymmetrieraufgaben in Drehstrom- und Zwei-
phasennetzen (mit besonderer Berücksichtigung der Er-
fordernisse des Netzmodells). Arch. f. Elektrotech. 42
(1956), S. 317 - 331
- /7/ Edwin, K.W.; Kochs, H.-D.; Traeder, G.: Untersuchung
der Kraftwerksreserve im Verbundbetrieb. Opladen:
Westdeutscher Verlag, 1979
- /8/ Fischer, F.A.: Einführung in die statistische Über-
tragungstheorie. Mannheim: Bibliographisches Institut,
1969
- /9/ Freiburger, H.: Betrieb von Elektrizitätswerken.
Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer, 1961
- /10/ Gretsche, R.; Krost, G.; Retzmann, D.: Messung von
Netzurückwirkungen. 32. PTB-Seminar: Technische Stö-
rungen durch elektromagnetische Einflüsse aus der Um-
welt; PTB-Bericht E-20 (1981), S. 53 - 73
- /11/ Gretsche, R.: Divisionsschaltung zur raschen Amplitu-
denmessung. ETZ-A 97 (1976), S. 685 - 687
- /12/ Gretsche, R.: Methoden zur raschen Messung von Netz-
spannungsschwankungen. ETZ-A 97 (1976), S. 759 - 768

- /13/ Hochrainer, A.: Symmetrische Komponenten in Drehstromsystemen. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer, 1957
- /14/ Hölzler, E.; Holzwarth, H.: Pulstechnik, Band I Grundlagen. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 1975
- /15/ Hosemann, G.; Grünberg, D.; Schönung, A.: Anordnung für Blindleistungs- oder Spannungsregelung von unsymmetrisch belasteten dreiphasigen Synchronmaschinen. Deutsche Patentschrift Nr. 1 241 524
- /16/ Hosemann, G.: Dynamische Netzberechnungen mit Raumzeigerkomponenten. Arch. f. Elektrotech. 62 (1980), S. 275 - 281
- /17/ Hosemann, G.; Boeck, W.: Grundlagen der elektrischen Energietechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 1979
- /18/ Inan, A.: Integration von Raumzeigergrößen mit faktorierten Eigenwerten. etzArchiv 3 (1981) H. 8, S. 279 - 281
- /19/ Inan, B.A.: Dynamische Netzberechnungen mit Raumzeigerkomponenten bei nichtlinearen Betriebsmitteln. Münchener Dissertation, 1982
- /20/ Jahn, H.-H.; Kasper, R.: Koordinatentransformationen zur Behandlung von Mehrphasensystemen. Arch. f. Elektrotech. 56 (1974), S. 105 - 111
- /21/ Jahn, H.-H.: Wirksamkeit rotierender und statischer Betriebsmittel zur Blindleistungskompensation und Symmetrierung unruhiger Verbraucher am Beispiel des Lichtbogenofens. Darmstädter Dissertation D17, 1976
- /22/ Jötten, R.: Regelung in der Antriebstechnik. Darmstädter Vorlesung, 1971
- /23/ Kovács, K.P.: Symmetrische Komponenten der Momentanwerte, oder Vektoren der elektrischen Größen? Arch. f. Elektrotech. 45 (1960), S. 99 - 117
- /24/ Kovács, K.P.: Symmetrische Komponenten in Wechselstrommaschinen. Basel, Stuttgart: Birkhäuser, 1962
- /25/ Krüger, K.: Rasche Messung der beliebig unsymmetrischen Belastung eines Drehstromnetzes. ETZ-A 90 (1969), S. 629 - 632

- /26/ Krüger, K.: Eine Einrichtung zur raschen Symmetrierung und Spannungshaltung von Drehstromnetzen. Darmstädter Dissertation D 17, 1969
- /27/ Küpfmüller, K.: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Stuttgart: Hirzel, 1974
- /28/ Meusel, W.; Waldmann, H.: Koordinatentransformationen für Mehrgrößen-Regelsysteme zur Kompensation und Symmetrierung von Drehstromnetzen. Siemens Forsch.- u. Entwickl.-Ber. 6 (1977), S. 29 - 38
- /29/ Morgan, D.K.: Die COS/MOS-Phase-Locked-Loop-Schaltung, ein vielseitiger RCA-Baustein für den Einsatz in Digital- und Analog-Schaltungen geringster Leistungsaufnahme. RCA-Applikationsber. ICAN-6101. Quickborn-Hamburg: Neye-Enatechnik
- /30/ Neag, Z.I.: Berechnung nichtstationärer Vorgänge in elektrischen Energieversorgungsnetzen mit Raumzeigern. Darmstädter Dissertation D 17, 1976
- /31/ Oppenheim, A.V.; Schafer, R.W.: Digital Signal Processing. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1975
- /32/ Rabiner, L.R.; Gold, B.: Theory and Application of Digital Signal Processing. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1975
- /33/ Retzmann, D.: Hochempfindliche Oberschwingungsunabhängige Messung der Gegenspannung mit Raumzeigerkomponenten. Arch. f. Elektrotech. 64 (1981), S. 89 - 96
- /34/ Schüßler, H.W.: Digitale Systeme zur Signalverarbeitung. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 1973
- /35/ Schüßler, W.: Über Eigenschaften und Entwurf digitaler Filter. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 25. Erlangen, 1976
- /36/ Schwenkhagen, H.F.: Allgemeine Wechselstromlehre, Band I Grundlagen. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer, 1951
- /37/ Seitzer, D.: Elektronische Analog-Digital-Umsetzer. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 1977
- /38/ Stier, F.; Prieß, A.: Möglichkeiten zur Messung der Gegenspannung bei Spannungsunsymmetrien in verketteten Mehrphasennetzen. Arch. f. Techn. Messen Blatt V 337-1 (1965), S. 173 - 174

- /39/ Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 1978
- /40/ DIN 13 321: Komponenten in Drehstromnetzen - Begriffe, Größen, Formelzeichen. Berlin: Beuth, 1980
- /41/ VDE 0530/2.51: Regeln für Elektrische Maschinen. Wuppertal, Berlin: VDE-Verlag
- /42.1/ VDE 0530 Teil 1/11.72: Bestimmungen für umlaufende elektrische Maschinen.
- /42.2/ Entwurf DIN IEC 34 Teil 1 A8/VDE 0530 Teil 1 A8: Um-laufende Elektrische Maschinen.
Berlin: VDE-Verlag
- /43/ DVG: Maßnahmen für die Versorgung im Störfall, DVG-Bericht. Heidelberg: Deutsche Verbundgesellschaft, 1964
- /44/ VDEW: Grundsätze für die Beurteilung von Netzzrückwirkungen. Frankfurt/M.: VDEW, 1976
- /45.1/ Byars, M.: Voltage imbalance survey at a number of 132/33 kV bulk supply points, S. 77 - 81
- /45.2/ Kearley, S.J.; Smith, J.E.: A negative phase sequence recorder based on a single chip microcomputer, S. 166 - 171
Third International Conference on Sources and Effects of Power System Disturbances; Conference Publication 210. London, New York: Institution of Electrical Engineers, 1982
- /46/ Elektronik-Bibliothek I - VIII. Applikationen, Daten und Preise von analogen und digitalen Bausteinen der Mikroelektronik (1976-1983). Sammlung von Hersteller-Unterlagen am Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung, Erlangen

Unveröffentlichte Arbeiten am Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung:

- /47/ Bauersachs, R.: Meßwerterfassung I. Studienarbeit S 25, Erlangen
- /48/ Dickert, Th.: Inbetriebnahme eines Mikrorechners. Studienarbeit S 68, Erlangen
- /49/ Fischer, J.: Aufbau eines Spannungsteilers für 30 kV Nennspannung. Studienarbeit S 50, Erlangen

- /50/ Frank, H.: Mikroprozessoren und ihre Einsatzmöglichkeiten in der Energietechnik. Seminararbeit H 4, Erlangen
- /51/ Hauenstein, G.: Mikroprozessorgesteuertes PCM-System. Diplomarbeit D 27, Erlangen
- /52/ Herzog, N.: Inbetriebnahme eines Mikroprozessor-Entwicklungsplatzes. Studienarbeit S 51, Erlangen
- /53/ Kerl, G.: Inbetriebnahme eines digitalen Drehstromgenerators. Diplomarbeit D 45, Erlangen
- /54/ Krebs, R.: Versuche mit dem Gegenspannungsmeßgerät. Diplomarbeit D 74, Erlangen
- /55/ Mahecha, H.: Digitale Aufzeichnung von Analog-Signalen. Diplomarbeit D 3, Erlangen
- /56/ Niederstraßer, U.: Meßwerterfassung II. Studienarbeit S 33, Erlangen
- /57/ Retzmann, D.: Informationsübertragungssystem. Diplomarbeit D 131, Darmstadt
- /58/ Retzmann, D.: Messung der Spannungsgegenkomponente. EV-Berichte P 21/1 und P 21/2, Erlangen
- /59/ Retzmann, D.: Steuerung zur Speichererweiterung der Mikroprozessor-Entwicklungsplatine ECB 85. EV-Bericht P 21/3, Erlangen
- /60/ Retzmann, D.: Daten und Bedienung des 4-Spur PCM-Geräts. EV-Bericht P 21/4, Erlangen
- /61/ Retzmann, D.: Digitaler Prüfgenerator zur Messung der Übertragungsfehler von PCM-Geräten. EV-Bericht P 21/5, Erlangen
- /62/ Retzmann, D.: Schaltungsunterlagen zum Raumzeiger-Meßgerät. EV-Bericht P 21/7, Erlangen
- /63/ Rudolph, S.: Numerische Signalverarbeitung mit Mikroprozessor. Diplomarbeit D 26, Erlangen
- /64/ Schneider, E.: Meßsysteme für die Mit- und Gegenkomponente. Studienarbeit S 17, Erlangen
- /65/ Seidner, J.: Aufbau einer Korrelationsschaltung. Diplomarbeit D 24, Erlangen

- /66/ Straub, W.: Inbetriebnahme eines Analogrechners.
Studienarbeit S 10, Erlangen
- /67/ Zahout, R.: Inbetriebnahme eines Meßwerterfassungssystems. Diplomarbeit D 40, Erlangen
- /68/ Zimmermann, G.: Netzschutz nach dem Impulsprinzip.
Studienarbeit S 4, Erlangen

Anhang

A1 Schaltplanverzeichnis

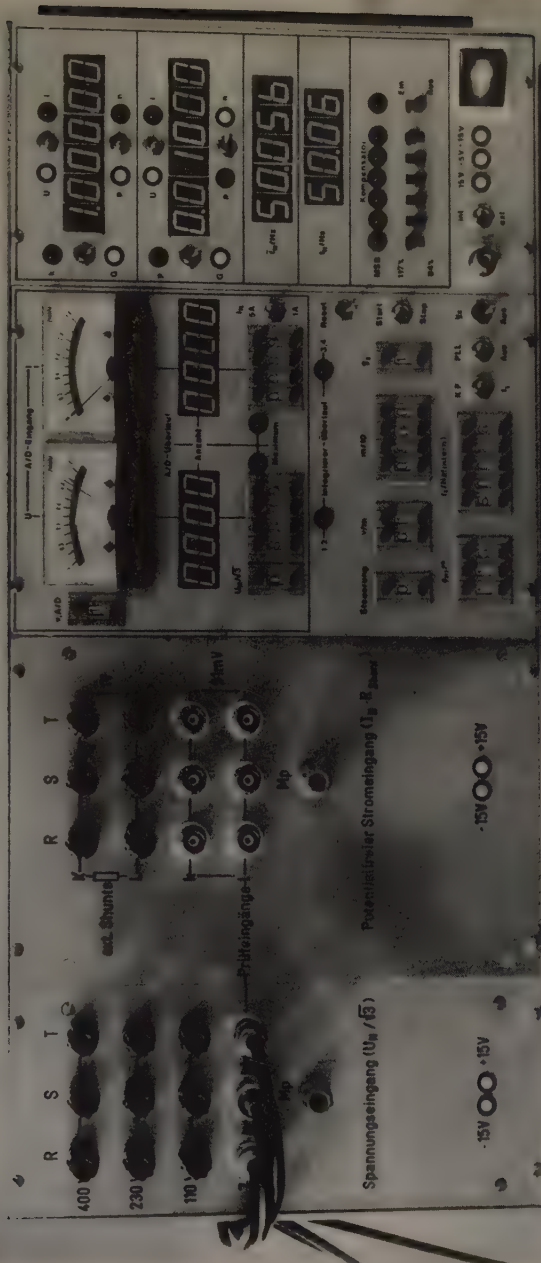
Platine	Schaltplan	Funktion	Ausführung
P1	1a, b	Eingangsstufe der Spannung mit Überspannungsschutz und separater Versorgung	analog
—	2a	Stromwandler-Anschluß	
P2	2b, c	Eingangsstufe des Stromes mit Überspannungsschutz und separater Versorgung	analog
P3	3a, b	Kompensator (16 Bit)	hybrid
P4	4a	Abtastung, Koordinaten- transformation und A/D-Wandlung (12 Bit)	hybrid
	4b	Aussteuerungskontrolle zur A/D-Wandlung	analog
P5	5	LSI-TTL-Multiplizierer mit Registern zur Frequenztransformation (23 Bit)	digital
P6, P7	6a	Verknüpfungen für 2 Raumzeiger, Echtzeit-Digitalausgang 16 Bit	digital
	6b	Echtzeit-Analogausgang 8 Bit, Integrierer-Überlauf-Anzeige	hybrid digital
P8-P11	7	4 Integrierer für 2 Raumzeiger, intern 44 Bit parallel, Ausgabe mit 32 Bit seriell an P 12	digital

Platine	Schaltplan	Funktion	Ausführung
P12	8a	Auslesesteuerung: Ausgaberegister für je 2 Real- und Imaginärteile (16 Bit)	digital
	8b	Ansteuerung der Ausgaberegister mit Wortlängenreduktion der 2 Raumzeiger von 32 Bit auf ein im höchsten Bit besetztes 16 Bit-Wort und Ausgabe des Schiebefaktor-Exponenten (5 Bit)	digital
P13	9a	Frequenzmessung und Steuerung: dynamischer Phasendetektor mit Schwellwertumformer, Teilerschleife der PLL mit Nullphasenwinkelaufschaltung, Periodentakterzeugung; Frequenzregler, Spannungs/Frequenz-Wandler, Steuerung für alle Betriebsarten der Frequenzmessung,	hybrid
	9b	Analogwandlung (12 Bit) des Raumzeiger-Imaginärteils für die Frequenzregelung	hybrid
	9c	Pausen-Impuls bei Betriebsartwechsel im Frequenzmeßkreis	digital
	9d	Synchronimpuls für die externe Datenübernahme von der Echtzeitschnittstelle, teilbar bis 1:16	digital

Platine	Schaltplan	Funktion	Ausführung
P14	10a	Frequenzmessung und Steuerung: 46 μ sec-Abtast-Takterzeugung (aus 48 MHz Quarztakt)	digital
	10b	Zähler für das Meßintervall mit Leseimpuls für die Integrierer und den Mikrorechner; Überlauf und Pausenerkennung	digital
	10c	Kurzzeit-Frequenzmessung mit CMOS-PLL 4046, Empfindlichkeit 10 MHz	hybrid
P15	11a	16 Bit und 12 Bit-Drehzeiger- Datenspeicher mit Sägezahn- Generatoren für Grundschiwingung und Oberschiwingung	digital, EPROMs
	11b	Stiftleisten-Puffer für den Datenbus	
P16	12	Speicherprogrammierte Steuerung mit Sägezahn-generator für 500 nsec Zeitraster	digital, EPROMs
P17		Verknüpfungs- u. Puffer-Funktionen:	digital
	13a	Integrierer u. Schnittstellen- Taktbildung	
	13b	A/D-Wandler Datenbus-Puffer mit Tristate-Registern für wahlweise externe Raumzeiger-Einspeisung	
	13c	Verstärkungseinstellung v zur A/D- Wandlung mit Codierung und Puffer- rung	

Platine	Schaltplan	Funktion	Ausführung
P17	13d	Tristate Datenbus zum Mikrorechner	digital
	13e	Raumzeiger-Anwahl g_z mit Dekoder und Puffer	
P18	14	Komponentenfilter mit p-Ausgang-Rechteck für direkte Verbindung zum dynamischen Phasendetektor und p-Ausgang-Sinus zum Tiefpaß	analog, mit Komparator
P19/1	15a	Glättung des Sinus-Ausgangs vom Komponentenfilter mit anschließender Rechteckwandlung	analog, mit Komparator
P19/2		Glättung des Raumzeiger-Imaginärteils zur Frequenzmessung	analog
P19/3, 2-mal vorh.		Brücke ähnlich Stecker A und B im Übersichtsplan Bild 18, ersetzt die Zusatzglättung P19/1 und P19/2; Anschluß zur Erweiterung der Frequenzmessung	
P20	16a	LSI-CMOS-Zähler für den Digital-Überlauf des A/D-Wandlers mit Anzeige	digital
	16b	Einstellbarer Quarzgenerator für die Grundschiwingung, Empfindlichkeit 1 mHz	

Platine	Schaltplan	Funktion	Ausführung
P21	17	8085-Mikrorechner mit Zusatz-Hardware für: Intervall-Zählung zur Frequenzmessung, Puffer zur Anwahl der Auslesesteuerung P12, Mittelwertschnittstelle und Speicher-Zusatzstecker für Programmerweiterungen	digital
P22	18a	Multiplexer zur Anzeigensteuerung	digital
P23	18b	Anzeigenspeicher und -Treiber	digital
F	19a	Anzeigetafel und Bedienfeld: Anwahl der Integrierer-Belegung,	digital
	19b	4/5-Ziffernumschaltung für die Frequenzanzeige $\bar{f}$	digital
	19c	Betriebsart-Einstellung zur Frequenzmessung	digital



A2 Frontansicht des Raumzeiger-Meßgeräts

Lebenslauf

Dietmar Willi Retzmann

geboren am 4.11.1947 in Pfalzfeld/Hunsrück

verheiratet mit Claire Dauphinot-Retzmann, 1 Kind

Eltern: Albert Retzmann, Ing. (grad.)

Maria Retzmann, geb. Müller

Schulen: 1954 - 1958 Grundschule und

1958 - 1966 Gymnasium in Bad Kreuznach, Abitur im
mathematisch-naturwissenschaftlichen Zweig

Wehrdienst: 1967 - 1968, 18 Monate

Studium: 1968 - 1974 Technische Hochschule Darmstadt, Fach-
bereich Elektrische Energietechnik, Diplomabschluß
in der Studienrichtung Allgemeine Elektrotechnik

Praktika: 1968 Seitz-Werke GmbH, Bad Kreuznach, 14 Wochen

1971 Électricité de France, Rennes/Bretagne,
Frankreich, 8 Wochen

1973 Rheinisch-Westfälisches Elektrizitätswerk AG,
Bad Kreuznach, 4 Wochen

Beruf: 1974 - 1975 Brown Boveri & Cie AG, Mannheim, Pro-
jektierungs- und Inbetriebnahme-Ingenieur für Netz-
und Maschinenschutzsysteme in der Verkaufsabteilung
Export, 6 Monate Auslandstätigkeit

1976 - 1981 Wissenschaftlicher Assistent und

1982 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl
für Elektrische Energieversorgung der Universität
Erlangen-Nürnberg

Seit Dezember 1982 Siemens AG, Erlangen, Mitarbei-
ter in der Abteilung Hochspannungs-Übertragungs-
technik, Netzplanung

Druck: Offsetdruckerei Karl Döres, 8520 Erlangen, Jägerstr. 3, Inh. B. Lengenfelder